



UNIVERSITAT POLITÈCNICA
DE CATALUNYA
BARCELONATECH

PROJECTE FINAL DE GRAU

Títol:	Disseny, realització i programació d'un ordinador analògic
Autor:	XICOTA SANJAUME, ALBERT
Escola:	ESCOLA D'ENGINYERIA DE TERRASSA EET.
Titulació:	GRAU EN ENGINYERIA INDUSTRIAL
Especialitat:	ELECTRÒNICA INDUSTRIAL I AUTOMÀTICA
Director:	Jordi Sellarès
Data:	10 de desembre de 2013

ÍNDEX

1. Introducció.....	4
1.1. Justificació del projecte.....	6
1.2. Antecedents.	7
1.2.1 Analitzador diferencial.....	7
1.2.2. Comdyna GP-6.....	8
1.2.3. Heathkit.....	9
1.2.4. The Dornier DO-80.....	11
1.2.5. Dornier DO-960.....	11
1.3. Objectius.	12
1.4. Abast del projecte.....	13
1.5. Descripció general.....	13
 2. Dissenys.....	 17
2.1. Metodologia emprada.....	17
2.2. Oscil·lador harmònic simple.....	18
2.3. Oscil·lador harmònic esmorteït.....	21
2.4. Oscil·lador harmònic forçat.....	25
2.5. Disseny preliminar.	26
2.6. Recursos utilitzats.....	27
2.7. Descripció dels integradors.....	31
2.8. Descripció del multiplicador ω_0^2	33
2.9. Descripció del multiplicador gamma.....	34

2.10. Descripció del generador de senyal quadrada.....	36
2.11. Condió inicial.....	37
2.12. Disseny final.....	38
3. Resultats.....	39
3.1. Resultats oscil·lador harmònic esmorteït.....	39
3.1.1. Validació dels dissenys.....	41
3.2. Resultats oscil·lador harmònic esmorteït i forçat.....	44
3.2.1. Validació dels dissenys.....	47
3.3. Àmbit d'utilització.....	49
3.4. Descripció del funcionament.....	49
3.5. Aplicacions del projecte.....	50
4. Comentaris finals.....	50
4.1. Pla de treball.....	50
4.2. Llista de materials.....	51
4.3. Pressupost.....	54
4.4. Fites aconseguides.....	55
4.5. Conclusions.....	55
4.6. Millores futures.....	56
5. Bibliografia.....	58
6. Annexes.....	59
6.1. Solucions de l'equació homogènia.....	59

6.1.3. Cas subesmorteït.....	60
6.1.2. Cas sobreemorteït.....	62
6.1.3. Cas crític.....	62
6.2. Solucions de l'equació no homogènia.....	63
6.3. Codis matlab.....	65
6.3.1. Codi equació homogènia.....	65
6.3.2. Codi equació no homogènia.....	67
6.4. Datasheets dels components.....	68
6.4.1. LME 49720 NA.....	68
6.4.2. HCF 4066.....	102
6.4.3. LMC 662.....	110

1. Introducció.

Des de l'antiguitat l'esser humà ha necessitat a desenvolupar càlculs, i sobretot fer-los amb una certa rapidesa i amb seguretat.

Una prova d'aquest fet queda pales en una de les primeres màquines de calcular que es coneixen de la història. Construïda per Wilhem Schickard (22 d'abril de 1592 – 24 d'octubre de 1635) , teòleg, matemàtic i astrònom alemany, dissenyà el 1623 un tipus de calculadora mecànica que permetia sumar, restar, dividir. La va anomenar amb el nom de rellotge calculador.



Figura 1: Rellotge calculador - Wilhem Schickard 1623.

Un altre invent datat sobre l'any 87 A.C. és el mecanisme d'Anticitera, va ser també, un altre dispositiu molt sofisticat, sobretot per l'època que es data, ja que va ser construït per intentar mecanitzar els moviments del sol, la lluna i els planetes.

Era un aparell destinat a l'astronomia, permetia predir la posició del sol, la lluna i fins i tot alguns planetes. Estava dissenyat amb una quantitat immensa d'engranatges col·locats en dials diferents, cada dial tenia una funció. Un d'ells, per exemple, contenia 235 divisions, que representava els 235 mesos lunars que equival a 19 anys solar, amb el qual es podia mantenir el calendari perfectament alineat amb les estacions i saber d'una manera segura les fases lunars, els grecs l'anomenaven el calendari metònic.

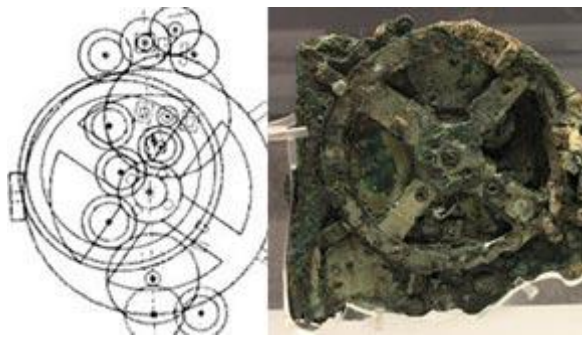


Figura 2: Mecanisme d'Anticitera.

El càlcul, impulsat al llarg de la història, és una eina clau en el progrés i el desenvolupament de la humanitat. Des del concepte més simbòlic dels números, fins a les més sofisticades eines digitals, passant pels ordinadors analògics, en definitiva el càlcul constitueix una de les grans conquestes intel·lectuals de la humanitat.

Un ordinador analògic és un ordinador que permet modelar sistemes adaptant-se a la seva estructura i les seves relacions internes en comptes d'utilitzar una aproximació per mitjà d'un algoritme com es fa en els ordinadors digitals.

L'ordinador analògic està format per un mecanisme electrònic o mecànic que està dissenyat per manipular l'entrada de dades mitjançant dispositius elèctrics o mecànics i permetre la resolució de problemes, les entrades es converteixen en magnituds físiques equivalents que poden ser tractades i manipulades de diferents maneres, per mitjà del mecanisme dissenyat en ell. La resposta a l'entrada de dades es pot donar, per exemple, en nivells de tensió en comptes de fer-ho com dades numèriques, com seria habitual en un ordinador digital, en aquest cas, la resposta a aquestes entrades és un voltatge amb una dependència del temps que és igual a la solució desitjada.

Un ordinador analògic té una capacitat molt gran per resoldre amb èxit qualsevol tipus de problema, les principals característiques es podrien resumir en:

- Realitzar operacions d'una manera veritablement en paral·lel, és a dir, es capaç de realitzar diversos càlculs alhora. Sense cap mena de dubte aquest és un dels aspectes que fa que els ordinadors analògics siguin molt útils en alguns casos, ja que per contra, un ordinador digital només permet realitzar operacions de forma seqüencial (una per cada instant), opera de forma discreta.
- Opera utilitzant variables contínues, es a dir, el valor normalment canvia d'una manera suau i contínua.

Els ordinadors analògics són diferencials, mentre que els digitals són algebraics, això vol dir que els ordinadors analògics tenen una taxa de

dimensió de la informació major que els ordinadors digitals. Teòricament, permet als ordinadors analògics resoldre problemes que son indesxifrables per a ordinadors digitals. Els teòrics de la informàtica solen anomenar-los ordinadors reals, ja que opera dins del conjunt de números reals.

A la pràctica es pot considerar que van ser els precedents de les nostres calculadores, ja que la seva principal funció era facilitar uns càlculs mitjançant un programa de funcionament mecànic.

Per al modelat es fa servir l'analogia existent en termes matemàtics d'algunes situacions en diferents camps. Per exemple, la que existeix entre els moviments oscil·latoris en mecànica i l'anàlisi de corrents alternes en electricitat. Aquests dos problemes es podem resoldre per equacions diferencials.

Aquest treball es centrarà en el disseny d'aquest primer cas, els moviments oscil·latoris, per tal de poder-ho dur a terme, primer es realitzarà un estudi per obtenir les funcions diferencials que descriuen aquest moviment. El següent pas serà la realització dels dissenys.

1.1. Justificació del projecte.

Els cursos, tutorials, estan molt centrats en l'anàlisi de senyals harmòniques, però no tant en el seu comportament, per exemple pot ser útil per veure com un disseny del tipus *sallen key* fa variar un senyal.

Seria interessant disposar d'un circuit, per tal de poder mostrar com es poden fer operacions matemàtiques amb electrònica analògica. A més del fet de poder percebre com canvia un senyal en funció de l'operació que es realitzi sobre ell ja sigui integració, derivació,... etc.

Un altre punt interessant és mostrar l'existència d'analogies entre sistemes electrònics i mecànics, com en el cas que es mostrarà amb l'oscil·lador harmònic, apart de les analogies en sistemes elèctrics, també amb finalitats pedagògiques.

1.2. Antecedents.

Al llarg del segle XIX es van construir un seguit d'ordinadors analògics, sobretot després de la Segona Guerra Mundial, on ja se'n van utilitzar molts per finalitats bèl·liques. En aquest apartat es pretén descriure alguns dels ordinadors que van ser realitzats en aquest període, en alguns casos tant sols són petits aparells amb funcions precises, però molt complexes que permetien desenvolupar càlculs que fins aquell moment eren molt laboriosos, d'aquí rau la importància d'aquests dispositius en la història i el desenvolupament que hi ha hagut en la ciència des de llavors.

1.2.1 Analitzador diferencial.

L'analitzador diferencial és un ordinador analògic mecànic dissenyat per resoldre problemes d'equacions diferencials per integració. Fou el primer dispositiu que podia integrar equacions diferencials de qualsevol ordre va ser dissenyat i dut a terme el 1876 per James Thomson.

L'analitzador diferencial va ser un dels primers ordinador analògics en ser utilitzat operacionalment, és un ordinador analògic mecànic dissenyat per resoldre equacions diferencials per mitjà d'integracions, utilitzant rodes i discs per realitzar la integració. Tot i això no va ser fins l'any 1927 quan es va construir el primer analitzador diferencial veritablement pràctic, fet per Vannevar Bush a la MIT (Institut Tecnològic de Massachussets). Aquest model constava de sis integradors mecànics que es podien moure gracies a motors elèctrics. A més tenia diversos engranatges que permetien realitzar multiplicacions i sumes.



Figura 3: Analitzador diferencial - Vannevar Bush 1927.

L'èxit d'aquest disseny va ser tal que, més endavant es va fer un disseny molt més potent que va començar a funcionar el 1942, i va ser de gran utilitat en la Segona Guerra Mundial ja que s'utilitzava per calcular la trajectòria de les bombes.

Un altre analitzador diferencial que es va construir, uns anys més tard va ser el AKAT-1, va ser el primer transistor analitzador diferencial, construït el 1959 a la Academy of Science's Institute of Automatics de Polònia per Jacek Karpiński,

En acabar la Segona Guerra Mundial l'analitzador diferencial es tornà obsolet degut als nous aparells que havien aparegut com a resultat de la guerra. Els ordinadors electrònics analògics i, més endavant, els digitals van fer oblidar l'invent de Vannevar Bush.



Figura 4: AKAT-1 - Jacek Karpiński 1959.

1.2.2. Comdyna GP-6.

El comdyna GP-6 va ser un ordinador analògic dissenyat per simular sistemes dinàmics per mitjà de circuits elèctrics que es regeixen pel mateix conjunt d'equacions diferencials que el sistema d'estudi. És essencialment un sistema que permet programar dispositius actius i passius d'alta qualitat i de gran precisió.

Una sèrie de característiques, tal com l'escala de temps variable i funcionament en mode repetitiu entre altres s'incorpora en el disseny per fer la simulació de

fàcil accés per l'usuari. A més de tenir amplificadors operacionals, resistències, condensadors i potenciòmetres, el GP-6 disposa d'un indicador de sobrecàrrega que indica quan un amplificador està saturat, un mode per poder ajustar els potenciòmetres amb bastanta precisió, un voltímetre digital per al mesurament de senyals externes, com ara sortides dels sensors, complet accés als connectors banana i també disposa de limitació de corrent per protegir els circuits.

Tot plegat ha fet que al llarg dels anys s'hagi utilitzat en l'ensenyament, ja que a més de la seva gran utilitat conté un panell amb tots els indicadors de manera molt clara.



Figura 5: Comdyna GP-6 - 1968.

1.2.3. Heathkit.

Aquest és un altre ordinador analògic anomenat EC-1, també va ser dissenyat per finalitats educatives. Va ser construït a partir del 1960 i estava equipat solament per disset tubs, mentre que cinc eren utilitzats per estabilitzar el voltatge. Amb aquest escàs equipament el dispositiu era suficientment bo com per desenvolupar la funció de qualsevol ordinador analògic, tot i això era massa imprecís per ser utilitzat a la indústria.



Figura 6: Heathkit EC-1 – 1960.

Un altre dispositiu de la mateixa marca tot i que realitzat uns anys més aviat és el Heathkit H1, dut a terme el 1956, era un model molt voluminós, i dissenyat principalment també per l'educació. Contenia setanta tubs tot i que quaranta-cinc estaven destinats a la refrigeració de l'aparell i estava equipat amb quinze amplificadors.



Figura 7: Heathkit H1 – 1956.

1.2.4. The Dornier DO-80.

El Dornier-80 és el model més petit dels ordinadors analògics construïts per l'empresa alemanya Dornier. Aquest sistema era principalment utilitzat per aplicacions de control, com per exemple en investigacions de reactors nuclears, i també per propòsits educatius.

El sistema està basat en components molt senzills, per tant no disposa d'equipament d'impremta, conté amplificadors operacionals compensats per derivar, sense interfícies digitals com per exemple potenciómetres digitals, etc. És un sistema molt senzill i bàsic però molt bo. És molt simple de mantenir i de reparar i suficientment fàcil per operar amb equacions diferencials.



Figura 8: Dornier DO-80.

1.2.5. Dornier DO-960.

El nom de dornier està normalment vinculat amb el disseny avançat d'avions, com per exemple el DO-31 VTOL. Aquesta empresa, a més, va construir fantàstics ordinadors analògics que superaven la majoria dels sistemes d'altres fabricants amb molta diferència.

Dornier va començar a introduir-se en el món dels ordinadors analògics quan van començar a dissenyar avions com l'esmentat anteriorment, amb el tipus d'enlairament VTOL. Els problemes matemàtics plantejats per aquests tipus d'avions van fer necessaris el desenvolupament de sistemes informàtics més

avançats. Atès que cap processador digital en aquell moment no era capaç de resoldre totes les equacions diferencials necessàries per descriure el comportament dels avions en detall. Dornier va començar la construcció d'ordinadors analògics.

El DO-960 va ser l'últim sistema fabricat per Dornier. És un sistema híbrid, consta d'un ordinador analògic complex, així com d'un ordinador digital que està interconnectat amb la part analògica per mitjà d'una gran quantitat de convertidors AD i DA. El sistema digital controla la sincronització i la lectura dels resultats.



Figura 9: Dornier DO-960.

1.3. Objectius.

L'objectiu principal d'aquest projecte és el disseny i la realització d'un ordinador analògic que es pugui utilitzar amb finalitats educatives, per això es realitzarà un ordinador analògic que sigui capaç de solucionar equacions diferencials lineals de coeficients constants:

- 1 equació de segon grau.

- 1 sistema de dues equacions de primer grau.

Amb tot el hardware fet, es portarà a la practica la realització d'un oscil·lador capaç de descriure moviments oscil·latoris amb qualsevol tipus d'esmoreïment. A més també ha de poder descriure moviments oscil·latoris forçats.

S'ha d'aconseguir que els resultats experimentals realitzats al laboratori siguin el més semblants possibles als resultats obtinguts en les simulacions per tal de poder donar per bo els dissenys duts a terme.

Un dels objectius derivats d'aquest projecte és adquirir l'habilitat de treballar amb equacions diferencials i ser capaç d'implementar-les amb un circuit analògic, el més adient possible.

1.4. Abast del projecte.

La realització d'un prototip i el seu disseny amb els components més apropiats per cada cas són, a grans trets, els aspectes més significants d'aquest projecte, tot i que la realització d'un codi en matlab que permeti realitzar simulacions del disseny dut a terme també serà de gran utilitat per poder comprovar l'exactitud del disseny efectuat.

1.5. Descripció general.

Un ordinador analògic pot ser utilitzat per resoldre diferents tipus de problemes. Els soluciona de manera anàloga, es a dir, dos problemes són considerats anàlegs si algunes o totes les quantitats mesurables obeeixen les mateixes equacions matemàtiques. La major part dels ordinadors analògics utilitzen circuits elèctrics actius com a representació del sistema de partida, tenen una alta velocitat d'operació, una bona exactitud i un alt grau de versatilitat. Els circuits elèctrics actius estan formats principalment per resistències, condensadors i amplificadors operacionals connectats entre si i són capaços de simular qualsevol sistema lineal.

El model matemàtic d'un ordinador analògic programat per simular un sistema físic específic ha de ser idèntic al model matemàtic del mateix sistema. El voltatge d'entrada i sortida, que són les variables de l'ordinador analògic, són similars al corresponent model matemàtic. A causa de les limitacions de

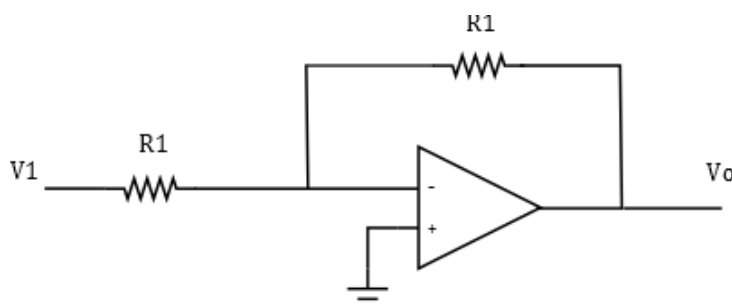
l'ordinador o de les de l'equipament, sovint es necessari canviar l'escala dels valors de l'ordinador, portant així a que els resultats puguin diferir dels corresponents valors del problema.

Una forma molt eficaç de simular el model matemàtic en un ordinador analògic és mitjançant la utilització d'equacions diferencials i introduint condicions inicials. Si el sistema és lineal, les equacions diferencials també són lineals i les operacions requereixen sumes, inversions de signe, multiplicacions per una constant, integracions i derivacions.

Per motius pràctics, la integració és més fàcil de dur a terme que la derivació. La raó d'aquest fenomen està en el fet que els senyals de l'ordinador analògic són voltatges reals i, per tant poden tenir soroll. Aquesta anomalia es pot minimitzar amb la utilització d'integradors, ja que tenen la tendència a eliminar els efectes del soroll, mentre que els derivadors l'accentuen més, es a dir, els integradors poden donar una solució més precisa, per tant en aquest projecte s'utilitzaran integradors en comptes de derivadors.

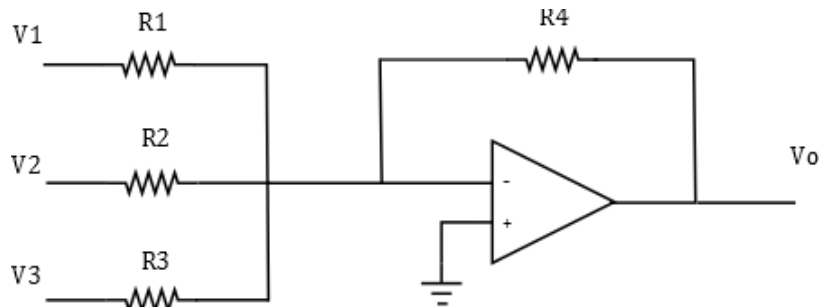
A continuació es detallen les operacions bàsiques d'un ordinador electrònic analògic.

Inversor



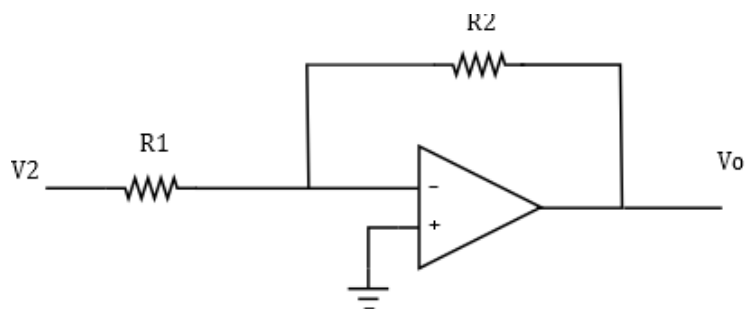
$$V_0 = -V_1$$

Sumador



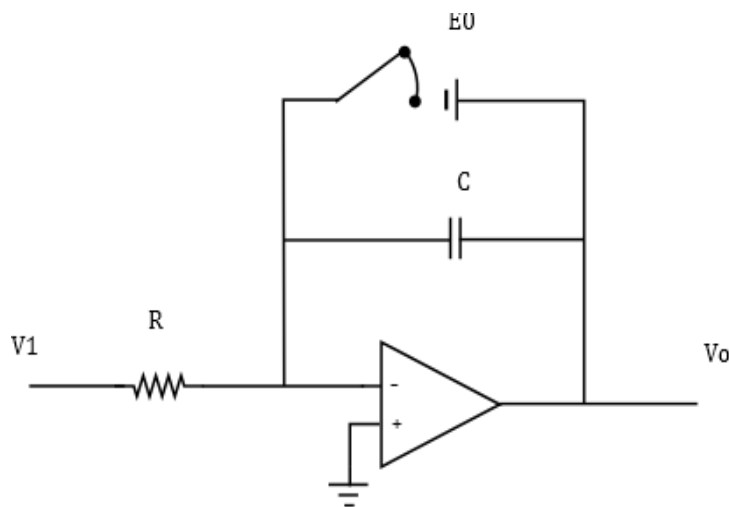
$$V_o = - \left[\frac{R_4}{R_1} V_1 + \frac{R_4}{R_2} V_2 + \frac{R_4}{R_3} V_3 \right]$$

Multiplificador



$$V_o = - \frac{R_2}{R_1} V_2$$

Integrador



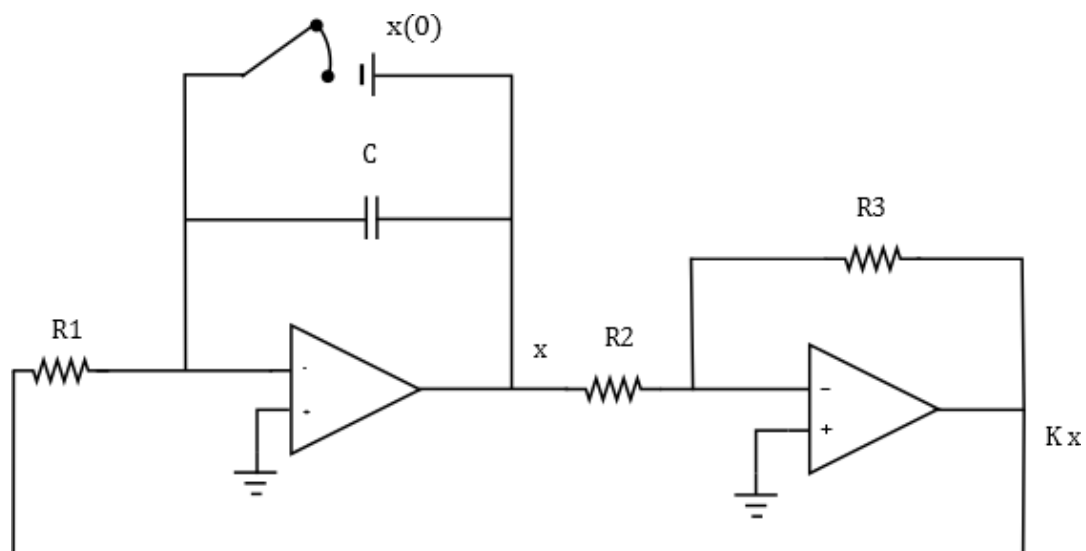
$$V_o = -\frac{1}{RC} \int V_1 dt + E_0$$

A mode d'exemple es mostra el disseny de l'equació $\frac{dx}{dt} = -Kx$.

Resolent aquesta solució s'obindrà suficient informació per fer el disseny.

$$x(t) = - \int Kx dt + x(0)$$

$$x(t) = -k \int x dt + x(0)$$



Aquest disseny fet, és el circuit equivalent en un ordinador analògic de la funció diferencial $\frac{dx}{dt} = -Kx$, es pot observar que es pot resoldre mitjançant un integrador i un multiplicador, on el valor de la constant K depèn del valor existent entre R_2 i R_3 .

2. Dissenys.

Per la realització dels dissenys s'ha partit del disseny preliminar, i s'ha intentat introduir-hi alguna millora. El disseny vist anteriorment s'ha dividit en sis parts: els dos integradors i els dos multiplicadors, a més s'ha fet un altre disseny que permetrà prescindir del generador de funcions i un altre disseny per introduir la condició inicial.

2.1. Metodologia emprada.

Primerament s'ha realitzat un estudi en detall del comportament físic d'un oscil·lador i les seves principals característiques, per tal de poder trobar el seu model matemàtic en forma d'equacions diferencials, d'aquesta manera es tindrà suficient informació per poder fer una primera aproximació del circuit necessari per poder implementar-ho i dur a terme un prototip.

Per la realització dels dissenys primer s'ha fet un estudi general del disseny preliminar per comprendre quines eren les millors maneres per realitzar el circuit definitiu i quines millores s'hi podien afegir, sobretot s'han hagut de fer amb molta cura els multiplicadors, ja que en funció del seu valor farà que el sistema es trobi en un estat o un altre, com es veurà en els següents apartats. Quan s'ha tingut una idea de que era el que es volia i perquè, abans de fer el circuit definitiu amb wire wrap en les plaques, s'han fet les primeres proves en una placa protoboard.

2.2. Oscil·lador harmònic simple

L'oscil·lador harmònic simple, és el tipus d'oscil·lador més simple. La molla, quan es deixa lliure, té un longitud natural per la que no exerceix cap força sobre la massa m , es l'anomenada posició d'equilibri. Si movem la massa estirant o comprimint la molla, aquesta exerceix una força sobre la massa que tendeix a tornar, a restaurar la posició d'equilibri. Si la molla és elàstica, es a dir, obeeix la llei de Hooke, la força restauradora serà lineal i pot escriure's com:



Figura 10: Oscil·lador harmònic simple.

$$F = -Kx \quad (2.2.1)$$

On la coordenada x correspon a la deformació de la molla i s'ha de mesurar des de la posició d'equilibri. La constant de proporcionalitat k s'anomena constant elàstica de la molla. El signe menys apareix perquè el vector de força és oposat en direcció al vector de desplaçament.

La força $F = -Kx$ actuant sobre la massa farà que tingui una acceleració que, segons la segona llei de Newton, s'ha de complir que:

$$-Kx = ma = m \frac{dv}{dt} = m \frac{d^2x}{dt^2} \quad (2.2.2)$$

$$\frac{d^2x}{dt^2} = -\frac{K}{m}x \quad (2.2.3)$$

La solució d'aquesta equació diferencial ordinària és immediata. Les funcions del temps, $x(t)$, han de ser aquelles que derivades dos vegades han de donar com a resultat la mateixa funció multiplicada per $-\frac{K}{m}$. Les úniques funcions que la seva segona derivada és la mateixa funció amb el signe contrari són sinus i cosinus. Les dos funcions corresponen al mateix moviment.

Per tant, la solució és:

$$x(t) = A \cos(\omega t + \varphi) \quad (2.2.4)$$

- A és l'amplitud, la màxima diferència respecte la posició d'equilibri.
- ω és la freqüència angular que s'expressa com $\omega = 2\pi f$ on f és la freqüència.
- t és el temps.
- φ és la fase inicial (per $t = 0$).
- x és la elongació o diferència respecte l'estat d'equilibri.

Desenvolupant l'equació 1.5.3 i simplificant-la, és fàcil trobar el valor de ω .

$$m(-A \cdot \omega^2 \cos(\omega t + \varphi)) = -K \cdot A \cos(\omega t + \varphi)$$

$$\omega^2 = \frac{K}{m} \quad (2.2.5)$$

Quedant l'equació 2.2.3 descrita anteriorment com:

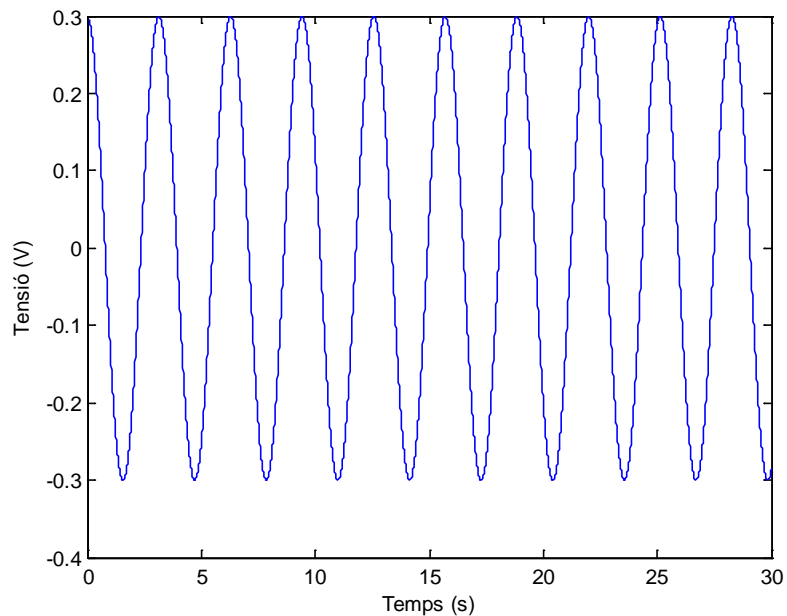
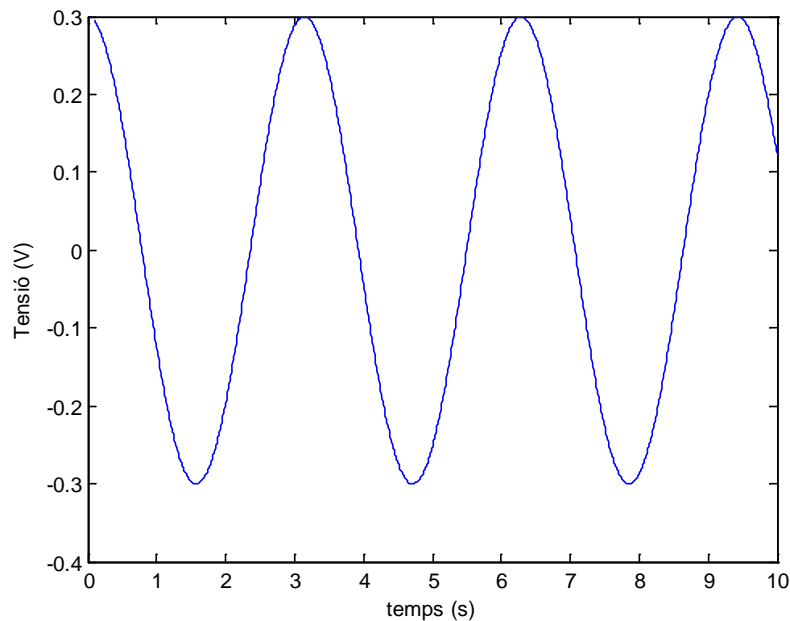
$$\frac{d^2x}{dt^2} = -\omega^2 x \quad (2.2.3)$$

I el període d'oscil·lació és:

$$T = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{m}{K}} \quad (2.2.6)$$

El moviment harmònic simple és un cas ideal, ja que no es té en compte cap tipus de pèrdues, per tant és un moviment que serà constant i infinit al llarg del temps.

En les següents gràfics es pot veure el comportament d'aquest moviment:



Com es pot veure en la gràfica anterior el moviment oscil·latori és infinit en el temps.

2.3. Oscil·lador harmònic esmorteït.

Com s'ha dit anteriorment en un moviment harmònic com el descrit anteriorment, la oscil·lació seria infinita al llarg del temps. Per tant, és més real si es té en compte, per exemple, la presència d'una força que fa que el moviment es vagi frenant, aquesta força d'esmorteïment, tan pot ser de fregament com de qualsevol altre tipus de resistència al moviment. En el cas que ens ocupa es tractarà aquesta força com una força de fregament que serà proporcional a la velocitat.

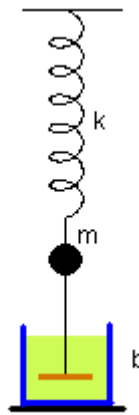


Figura 11: Oscil·lador harmònic esmorteït.

$$F_f = -bv = -b \frac{dx}{dt} \quad (2.3.1)$$

On b és la constant d'esmorteïment.

Un sistema que compleix l'anterior equació es diu que està esmorteït linealment.

Afegint aquest terme a l'equació diferencial obtinguda anteriorment s'obté l'equació homogènia:

$$\frac{d^2x}{dt^2} = -\frac{b}{m} \frac{dx}{dt} - \frac{k}{m} x \quad (2.3.2)$$

Integrant l'equació anterior s'obté:

$$\frac{dx}{dt} = - \int_0^t \left[\frac{K}{m} x + \frac{b}{m} \frac{dx}{dt} \right] dt + \frac{dx}{dt} x(0) \quad (2.3.3)$$

I tornant a integrar s'obté la solució de $x(t)$.

$$x(t) = \int_0^t \frac{dx}{dt} dt + x(0) \quad (2.3.4)$$

Aquesta solució serà útil, més endavant, per poder realitzar el circuit analògic corresponent al oscil·lador harmònic esmorteït.

La introducció d'aquesta nova constant d'esmortiment b ens condueix a tres tipus diferents d'esmortiment en funció de la relació: el primer cas és el subesmortèit, també anomenat d'esmortiment dèbil, on l'amplitud decreix molt lentament, tot el contrari del segon cas, l'anomenat, sobre-esmortèit en que ni tan sols es realitza una oscil·lació completa. Un altre cas és l'anomenat esmortiment crític, és un cas límit entre un sistema oscil·lant i un que no oscil·la, apareix quan hi ha un esmortiment mínim perquè es produeixi un moviment no oscil·latori, i qualsevol esmortiment inferior dona peu a un moviment subesmortèit. Per aconseguir els resultats de les simulacions i al laboratori és més adient treballar amb un altre tipus de solució que l'obtinguda anteriorment, definida com 2.3.2. Per tant es partirà de la premissa que $\frac{b}{m} = \gamma$ i $\frac{k}{m} = \omega_0^2$. D'aquesta manera serà més fàcil realitzar els dos circuits multiplicadors per cada una d'aquestes dos variables.

$$\frac{d^2x}{dt^2} + \frac{b}{m} \frac{dx}{dt} + \frac{K}{m} x = \frac{d^2x}{dt^2} + \gamma \frac{dx}{dt} + \omega_0^2 x = 0 \quad (2.3.5)^1$$

Solucionant l'equació anterior mitjançant mètodes d'equacions diferencials s'aconsegueix una solució per a cada tipus d'esmortiment abans esmentat.

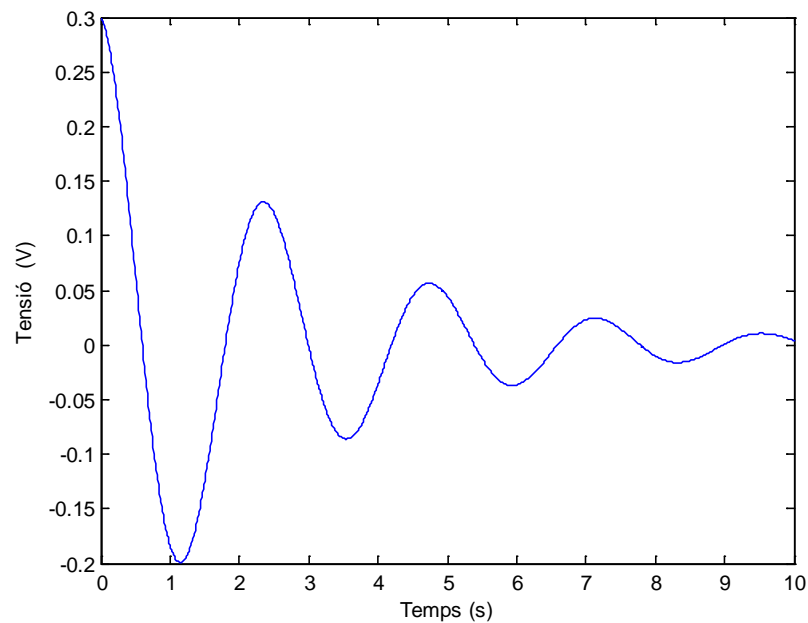
¹ veure annex 5.1 per desenvolupament.

a) $\omega_0 > \frac{\gamma}{2}$ (Moviment subesmorteït)

$$\omega' = \sqrt{\omega_0^2 - \frac{\gamma^2}{4}} \quad (2.3.6)$$

$$x(t) = Ae^{\left(-\frac{\gamma}{2}t\right)} \cos(\omega't + B) \quad (2.3.7)^2$$

En la següent gràfica es pot observar l'efecte que produeix l'esmorteïment en un sistema.



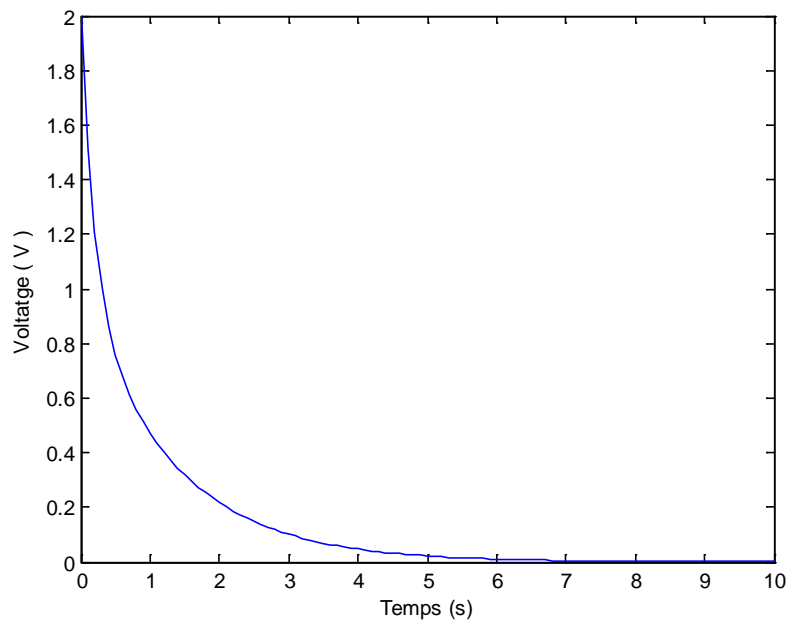
Com es pot copsar, a mesura que passa el temps el senyal va perdent amplitud fins arribar a 0.

² veure annex 6.1.1 per desenvolupament.

b) $\omega_0 < \frac{\gamma}{2}$ (Moviment sobreesmorteït)

$$\beta = \sqrt{\frac{\gamma^2}{4} - \omega_0^2} \quad (2.3.8)$$

$$x(t) = Ae^{-(\frac{\gamma}{2} + \beta)t} + Be^{-(\frac{\gamma}{2} - \beta)t} \quad (2.3.9)^3$$

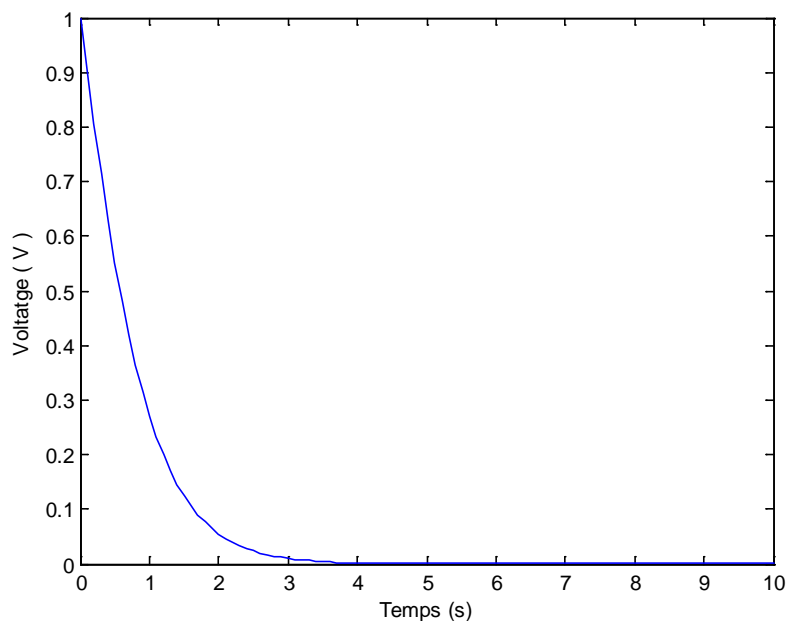


c) $\omega_0 = \frac{\gamma}{2}$ (Moviment crític)

$$x = (A + Bt)e^{-\frac{\gamma}{2}t} \quad (2.3.10)^4$$

³ veure annex 6.1.2 per desenvolupament.

⁴ Veure annex 6.1.3 per desenvolupament.



Tant el gràfic del moviment crític com el del sobresmorteït, el senyal, en qüestió de segons perd tot el voltatge. Tot i que el crític és el cas en que tendeix més ràpid a zero.

2.4. Oscil·lador harmònic forçat

L'oscil·lador harmònic forçat és capaç de mantenir el sistema en moviment encara que hi hagi un esmorteïment molt gran perquè s'aplica una força externa. El cas més interessant a estudiar és quan s'aplica una força externa sinusoidal, d'aquesta manera es pot estudiar com es comporta el sistema en funció de la freqüència pròpia del sistema i de la freqüència de l'ona sinusoidal exterior.

En un sistema com aquest la solució està formada per la solució general de l'equació homogènia més una de particular per aquest cas.

Tot seguit es pot observar la solució per un sistema oscil·latori forçat exteriorment:

$$A(\omega) = \frac{F_{ext}}{\sqrt{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + (\gamma\omega)^2}} \quad (2.4.1)$$

$$\delta(\omega) = \tan^{-1} \left(\frac{\gamma\omega}{(\omega_0^2 - \omega^2)} \right) \quad (2.4.2)$$

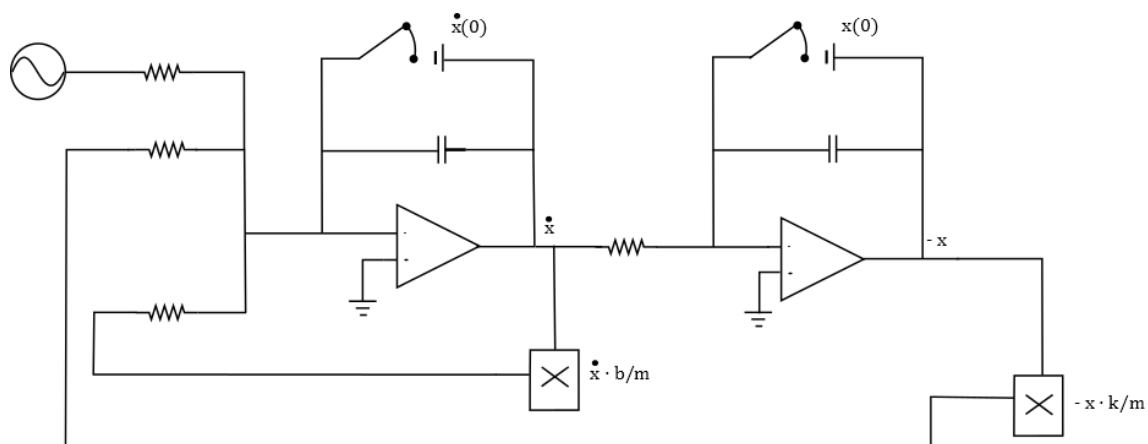
$$x = A(\omega)\cos(\omega t - \delta(\omega)) + x_{hom}(t) \quad (2.4.3)^5$$

Un dels aspectes més importants a estudiar és la resposta en freqüència, on es pot veure com el sistema entra en ressonància quan la freqüència ω , la freqüència angular exterior, és igual a ω_0 , la pròpia del sistema.

2.5. Disseny preliminar

Com s'ha pogut veure l'equació de l'oscil·lador harmònic esmorteït es pot resoldre mitjançant dos integradors, tal i com s'ha comprovat anteriorment, el primer integrador donarà el valor $\frac{dx}{dt}$ i el segon el valor de $x(t)$.

Per poder resoldre aquesta equació només falta, doncs, una manera per poder introduir els valors $\frac{K}{m}$ i $\frac{b}{m}$. Això es pot fer mitjançant dos multiplicadors. El sistema més basic es pot representar de la següent manera:



⁵ veure annex 6.2 per desenvolupament

Els dos primers amplificadors són els encarregats de realitzar les integrals de l'equació diferencial.

El primer realitza $\frac{dx}{dt} = - \int_0^t \left[\frac{K}{m} x + \frac{b}{m} \frac{dx}{dt} \right] dt + v(0)$ (1.5.3)

El segon $x(t) = \int_0^t \frac{dx}{dt} dt$

Per mitjà dels interruptors i amb una pila es pot introduir les condicions inicials de les dos integrals $\frac{dx}{dt} x(0)$ i $x(0)$.

2.6. Recursos utilitzats.

Apart del material utilitzat per la realització del dissenys que s'exposaran al llarg dels següents apartats, s'ha utilitzat un seguit d'instrumental per poder alimentar tot el hardware realitzat, per realitzar les connexions adients, per la adquisició de dades i per tot tipus de mesures. Tot aquest material utilitzat es mostra a continuació:

- Oscil·loscopi.



Figura 12: Digital storage oscilloscope OD-425 Promax

- Cables per realitzar connexions.



Figura 13: Cable banana banana

- Sonda oscil·loscopi.



Figura 14: Sonda oscil·loscopi.

- Cable BNC.



Figura 15: Cable BNC

- Font d'alimentació.



Figura 16: Power supply FAC – 307C Promax.

- Generador de funcions.



Figura 17: Function generator GF-1000 C 0,5HZ – 10MHz.

- Multímetre.



Figura 18: Multimeter PD – 695 promax.

- Soldador d'estany.



Figura 19: Soldador JBC-65S.

- Estany.



Figura 20: Estany

2.7. Descripció dels integradors.

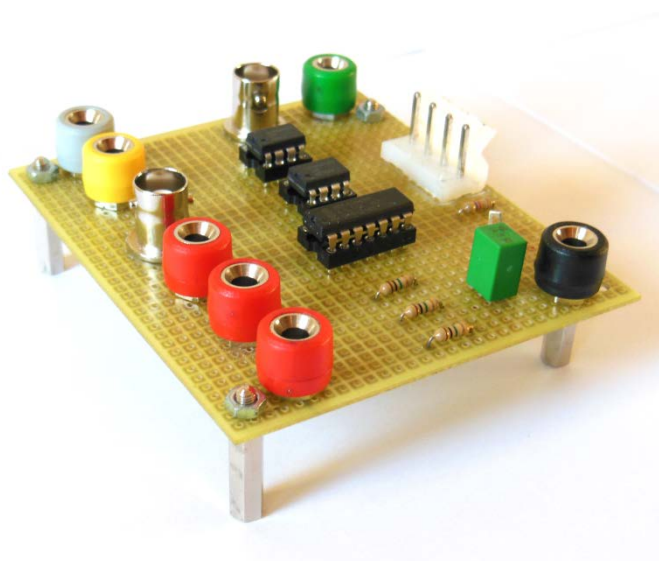
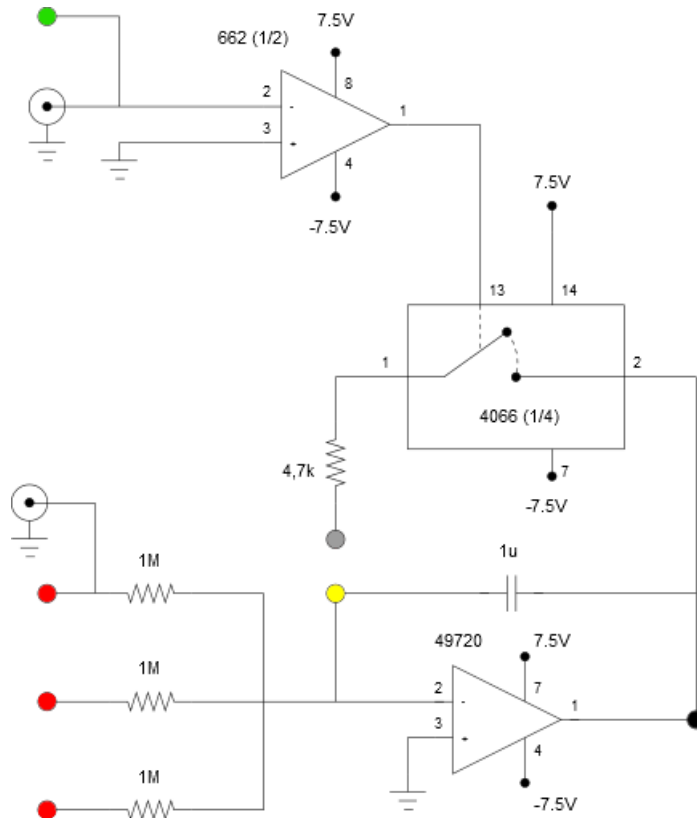


Figura 21: Integrador 1 i 2.

Aquest és el disseny dels dos integradors del circuit, disposa de tres entrades per realitzar l'integral (bananes vermelles), la condició inicial de l'integral s'introdueix per mitjà d'una pila externa que es connectarà amb la banana groga (negatiu) i grisa (positiu). A més inclou una altra entrada on se li pot aplicar una senyal externa per mitjà del connector bnc, situat just a sobre de les bananes vermelles, poder realitzar l'oscilador harmònic forçat.

L'integral es realitza per mitjà de l'amplificador operacional 49720, és un tipus d'amplificador que genera molt poc soroll i que és de gran utilitat en casos on se'n vol prescindir.

Per el disseny dels interruptors s'ha optat per col·locar un switch, concretament el 4066, el qual permetrà que l'integral es realitzi desde la condició inicial desitjada. Per obrir i tancar aquest switch es farà mitjançant l'amplificador operacional 662 en forma de comparador. En l'entrada 2 del 662 hi haurà una senyal quadrada provinent de l'altre connector bnc, ja sigui desde un generador de funcions permetent així, introduir una periodicitat en el càlcul, ja que periodicament tornarà a començar el càlcul quan aquest s'hagi acabat, com desde un altre disseny, concretament el cinquè disseny, que serà explicat en l'apartat 2.10, per tant, a la sortida es tindrà una senyal quadrada també d'amplitud $\pm 7,5$ volts, que connectada a la patilla de control del switch permetrà obrir i tancar l'interruptor.

L'aspecte principal pel qual s'ha utilitzat l'amplificador operacional 662, és perquè el switch necessita un voltatge de $\pm 7,5$ volts per obrir-se i tancar-se i l'únic element que ens pot assegurar això és la utilització d'un rail to rail, com per exemple el 662 escollit.

A més, com que caldrà obrir i tancar el switch dels dos integradors alhora s'ha col·locat la banana verda per tal de poder-ho dur a terme.

Degut a la sensibilitat dels components s'ha optat per col·locar aquests en zocs, d'aquesta manera s'evitarà que si un component falla per causes sobtades o per una mala utilització s'hagi de llançar tot el muntatge, substituïnt el component o els components fets malbé serà suficient per restablir el circuit i que torni a funcionar amb total normalitat.

2.8. Descripció del multiplicador ω_0^2 .

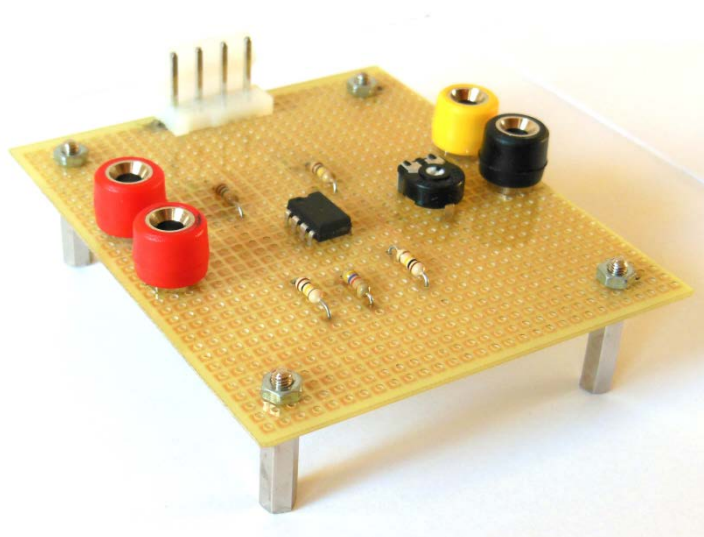
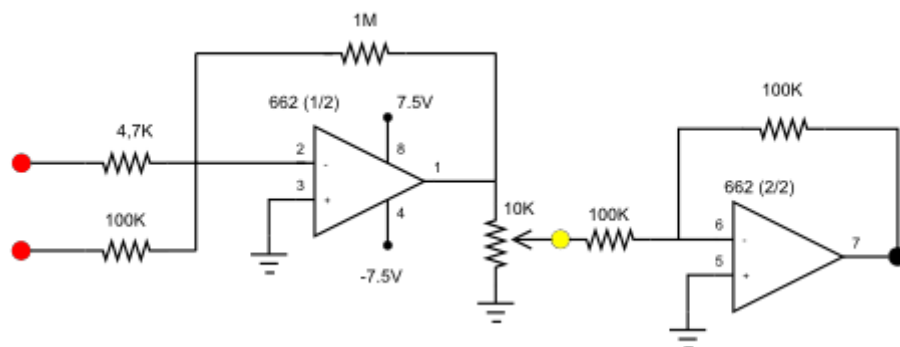


Figura 22: Multiplicador ω_0^2 .

Aquest multiplicador serà el que es farà servir com la ω_0^2 , amb aquest disseny es serà capaç d'introduir el valor desitjat regulant el potenciòmetre en la posició adequada i seleccionant l'entrada desitjada. Aquest disseny, compta amb dos sortides una positiva, la negra i una altre de negativa, la groga, que serà la que es farà servir.

Aquest multiplicador pot donar uns valors al voltant de:

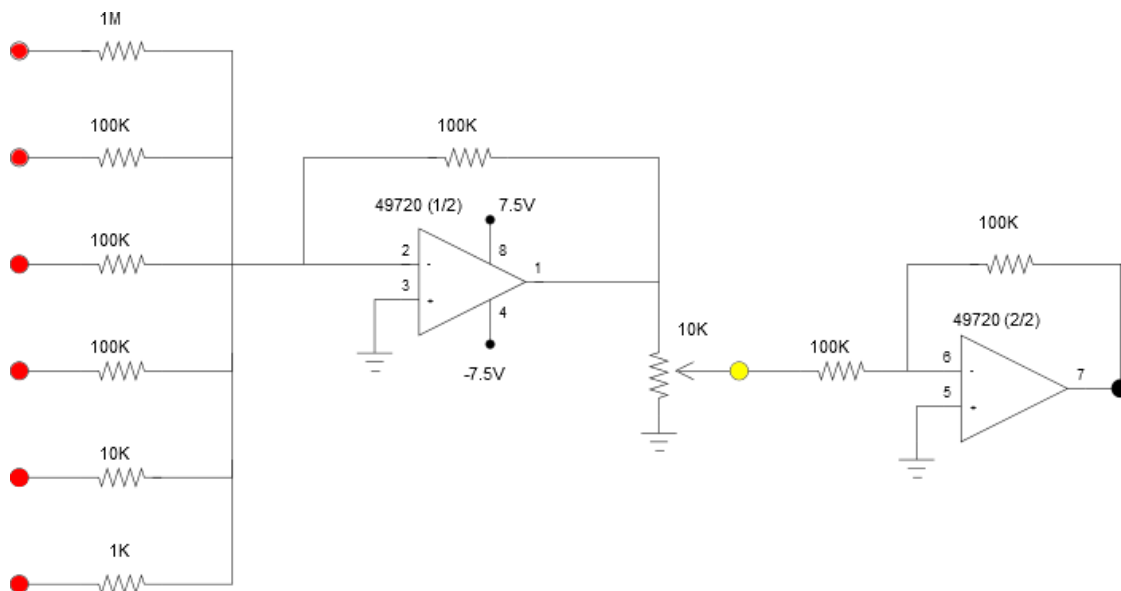
- Entrada 1: 0 volts i 10 volts.
- Entrada 2: 0 volts i 212 volts.

L'entrada 2 s'utilitzarà per realitzar l'oscil·lador harmònic simple i la segona pel forçat externament.

Amb l'entrada 1 es podran tindre valors de fins a 212 per ω_0^2 , es a dir, es podrà donar una freqüència màxima al voltant de 2,32 hz, que serà suficient per poder entrar el sistema en ressonància quan es faci el muntatge per l'oscil·lador forçat externament.

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f \quad (2.8.1)$$

2.9. Descripció del multiplicador gamma (γ).



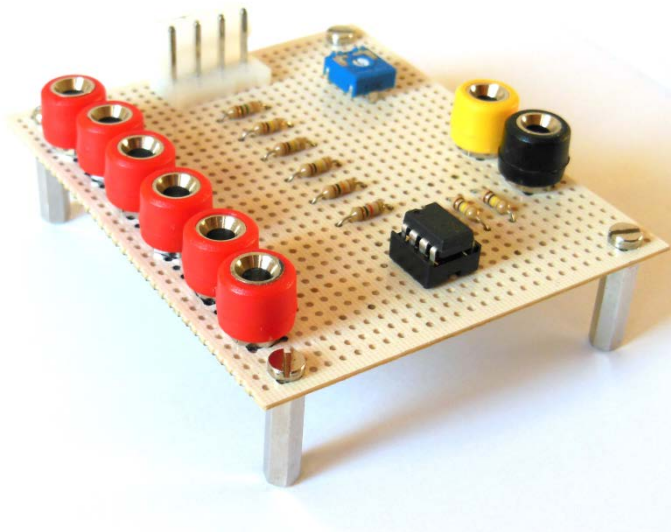


Figura 23: Multiplicador gamma.

Aquest multiplicador serà el que es farà servir com la γ , amb aquest disseny es serà capaç d'introduir el valor desitjat regulant el potenciòmetre en la posició adequada com en el cas anterior, però, també s'haurà de tindre en compte quina entrada es fa servir, ja que els valors són diferents en funció de l'entrada seleccionada. Aquest disseny, compta amb dos sortides una positiva, la negra i una altre de negativa, la negra, que serà la que es farà servir.

Aquest multiplicador pot donar uns valors al voltant de:

- Entrada 1: 0 volts - 0,1 volt.
- Entrada 2, 3 i 4 : 0 volts - 1 volt.
- Entrada 5: 0 volts - 10 volts.
- Entrada 6: 0 volts - 100 volts.

2.10. Descripció del generador de senyal quadrada

Aquest disseny, és el que permetrà com s'ha dit abans prescindir del generador de funcions, es tracta d'un generador de funcions analògic-digital, que serà de gran utilitat ja que la finalitat d'aquest circuit és realitzar senyals quadrades amb una freqüència més baixa que la del generador de funcions es capaç de proporcionar. Cal recordar que al tindre una freqüència més baixa el període és més gran, i per tant es disposarà de molta més flexibilitat per veure les oscil·lacions ja que es podrà donar el període que es desitgi manualment.

Aquest generador de funcions, junt amb l'amplificador operacional 662 serà clau per obrir i tancar els interruptors.

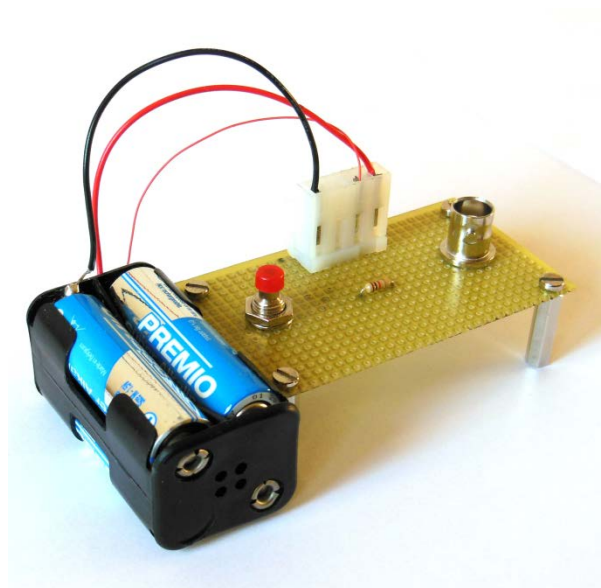
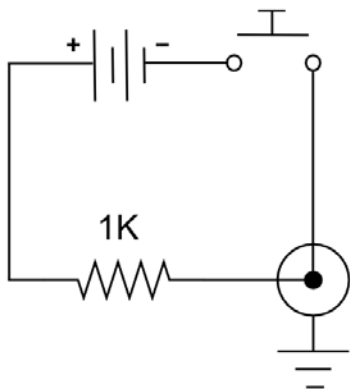


Figura 24: Generador de senyal quadrada.

2.11. Condició inicial

S'ha fet un disseny molt simple, a partir d'una pila de 9 volts que va connectada a dos potenciòmetres de $10K\Omega$ que permetran regular la tensió desitjada.

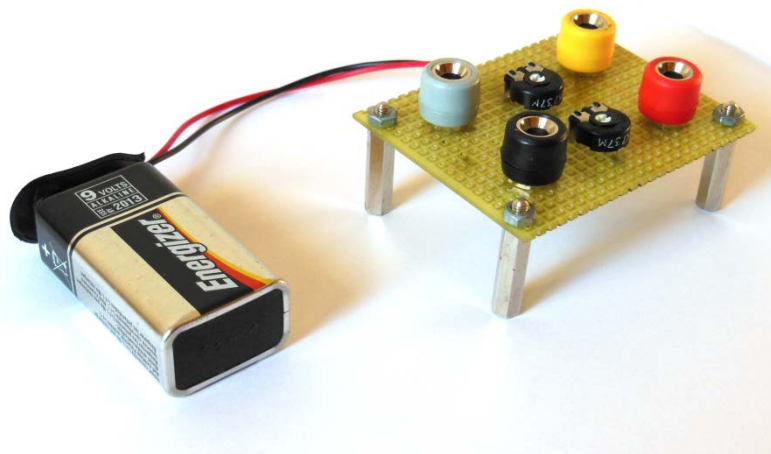
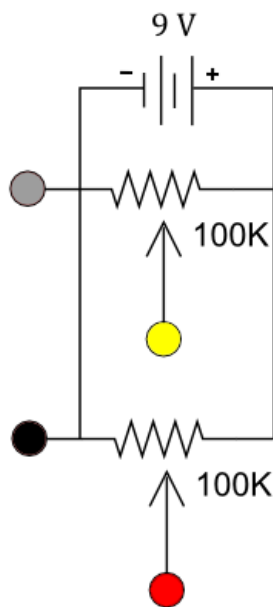
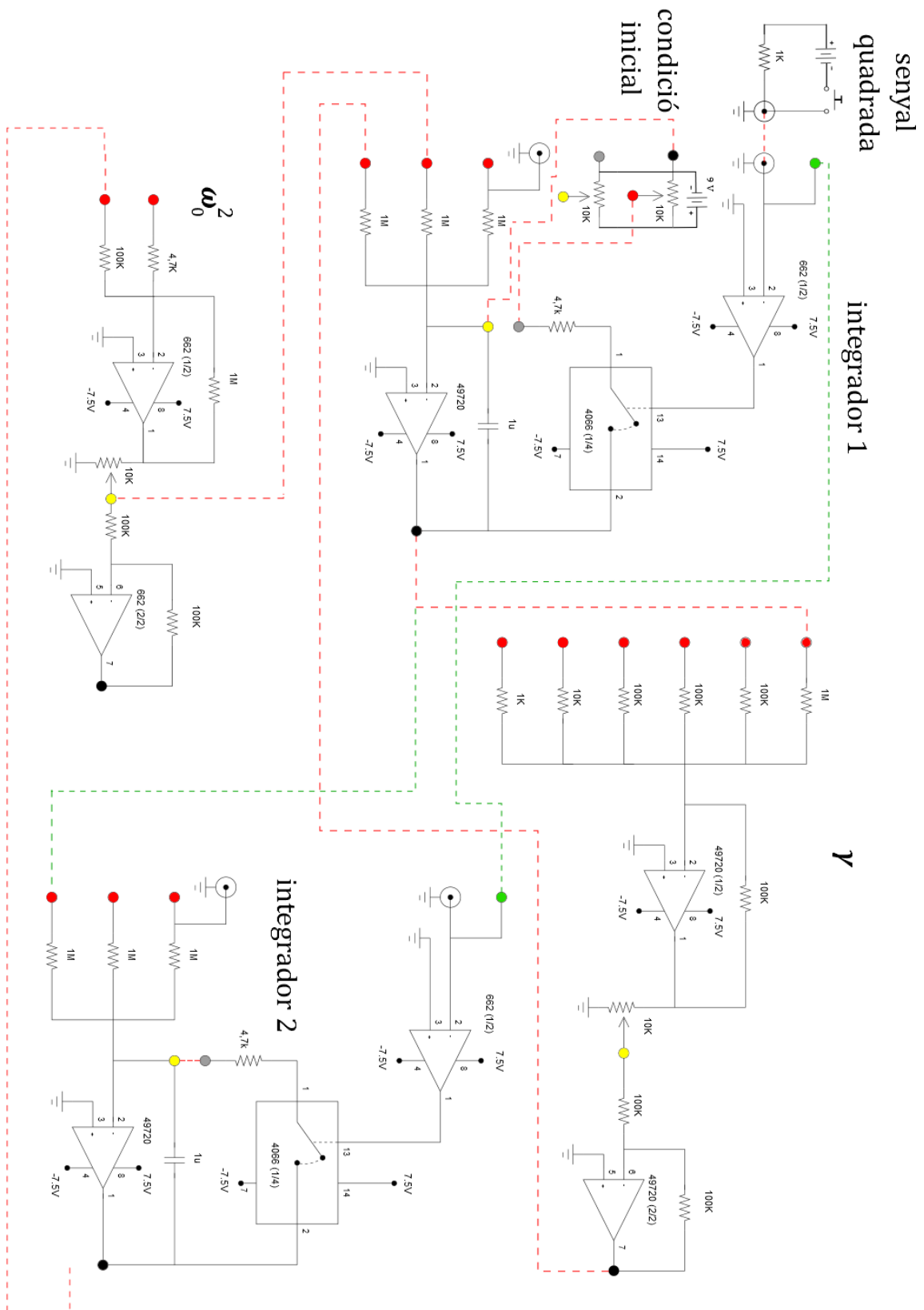


Figura 25: Condició inicial.

2.12. Disseny final



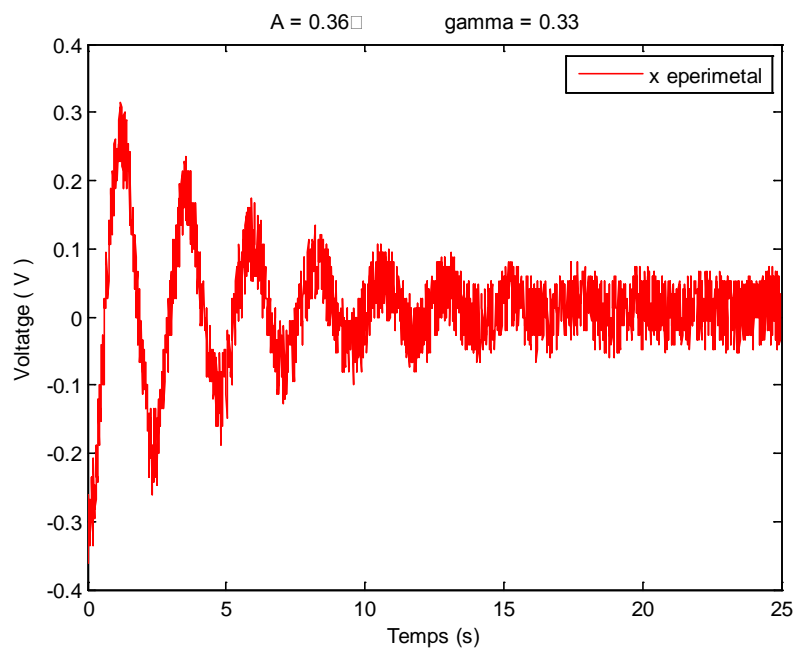
En l'esquema anterior es pot veure com s'han de connectar entre si tots els dissenys realitzats per tal de posar en funcionament el muntatge com un oscil·lador harmònic esmorteït.

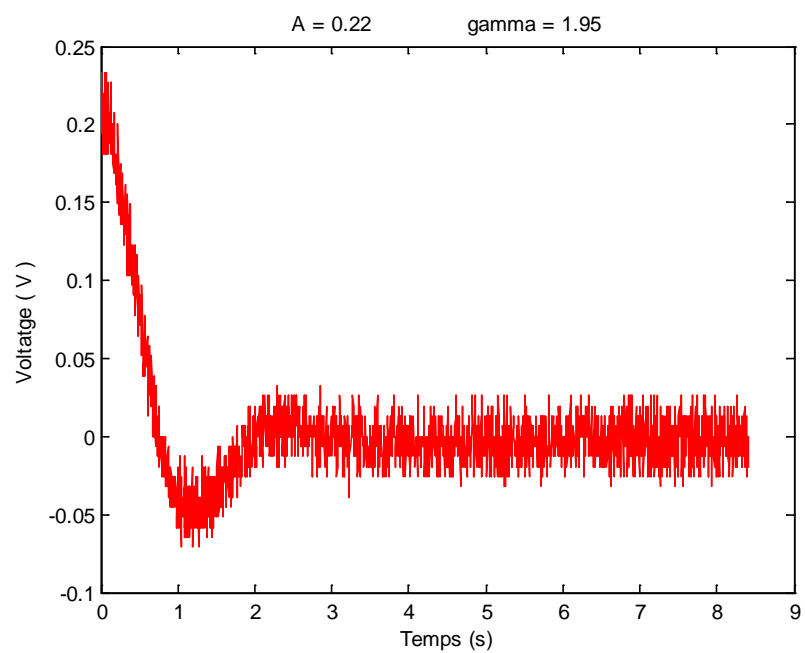
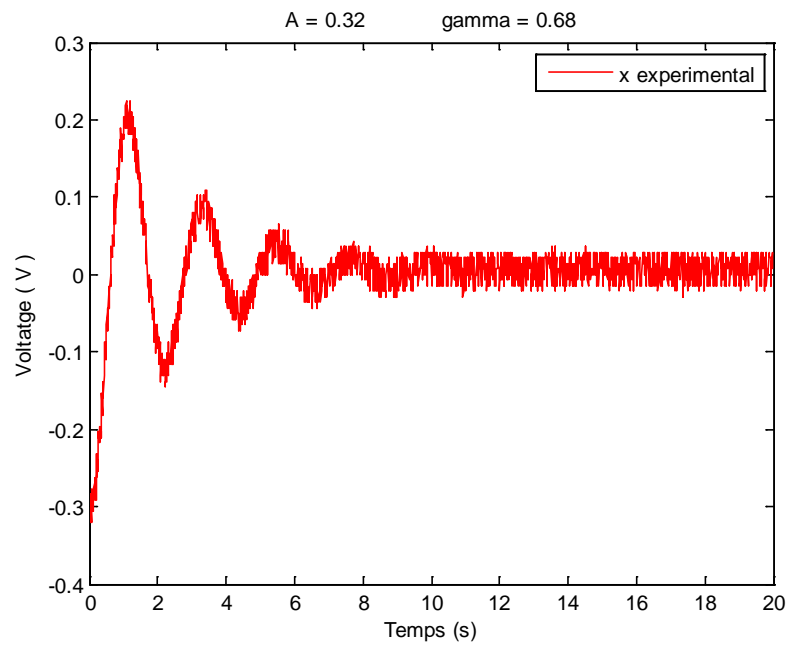
3. Resultats.

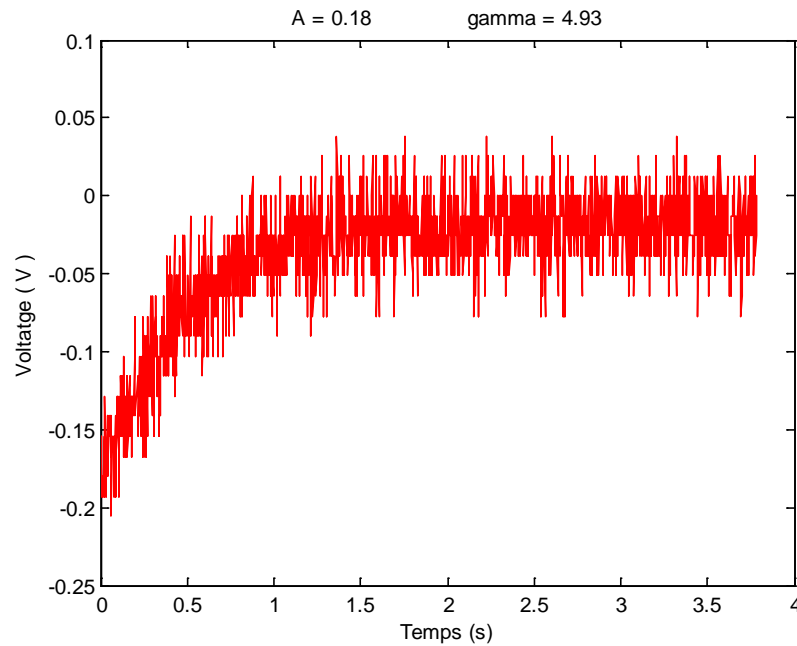
3.1. Resultats oscil·lador harmònic esmorteït.

A continuació es poden observar els resultats obtinguts. S'ha fet un seguit de gràfiques per tal de poder copsar el comportament del disseny dut a terme.

Per l'experiment fet per obtenir les gràfiques del oscil·lador harmònic esmorteït s'ha utilitzat una ω_0^2 constant al voltant de 5.47 i s'ha anat variant de forma creixent la variable d'esmoreïment γ . D'aquesta manera s'ha pogut observar l'efecte que té en el sistema el creixement d'aquesta variable, passant d'un moviment oscil·latori subesmoreït a un de totalment sobreesmoreït.







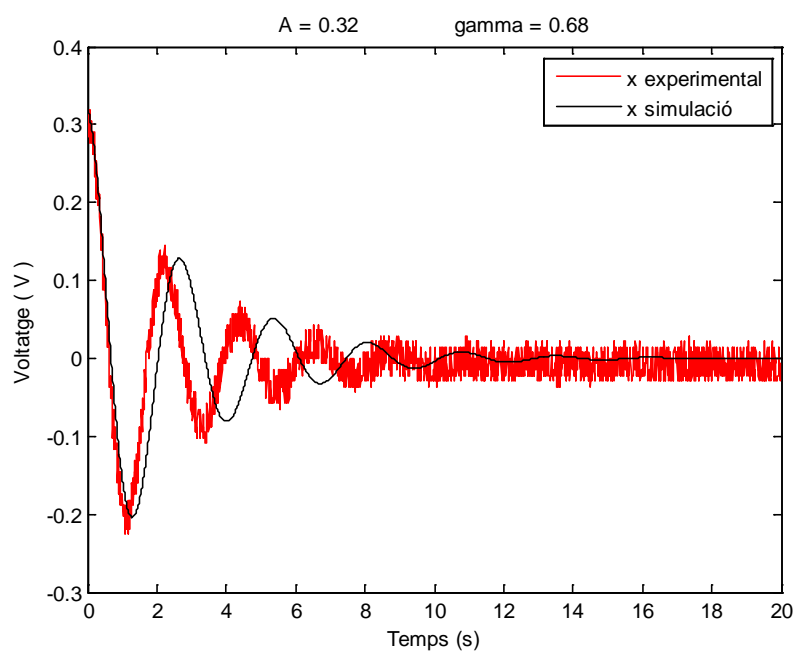
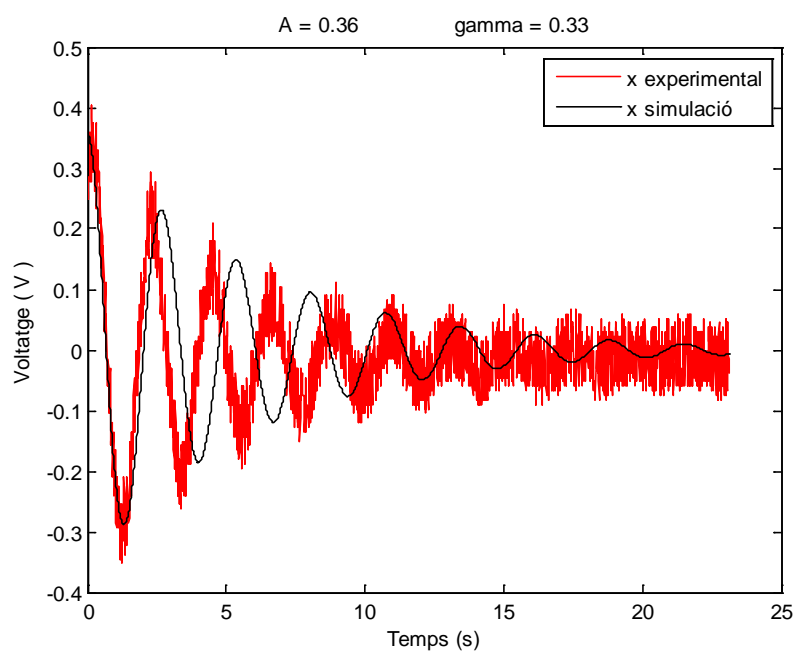
3.1.1. Validació del disseny.

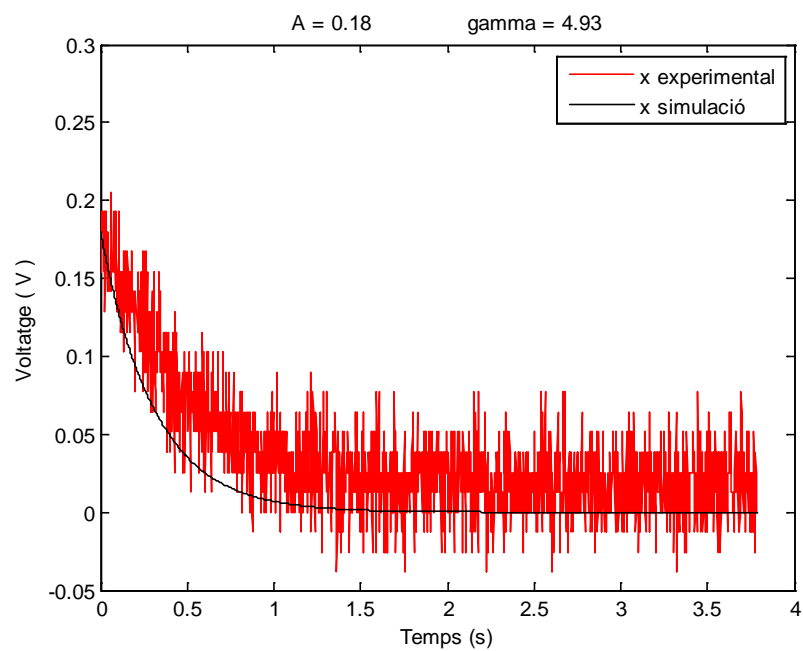
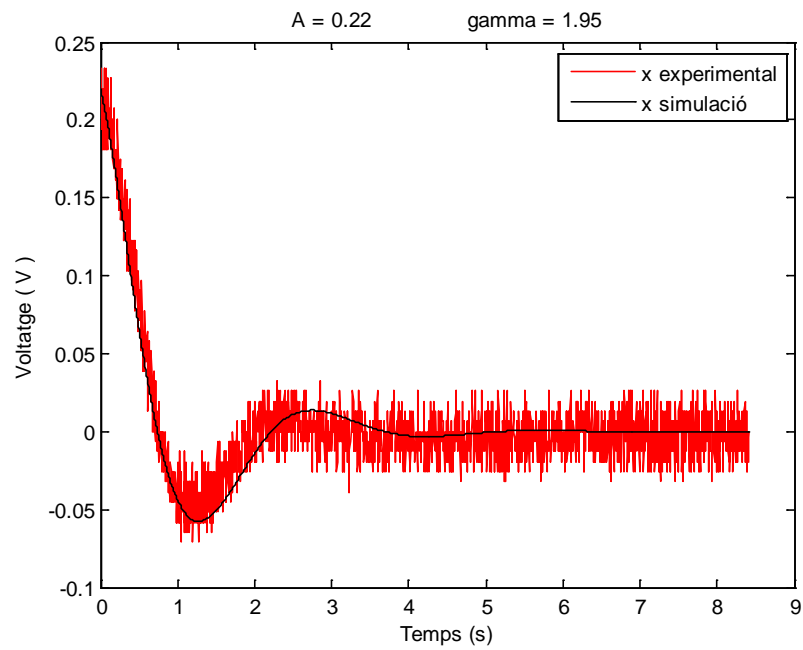
Per validar el disseny realitzat anteriorment fet i donar-lo per bo, s'ha realitzat un codi en matlab, amb el qual es pot simular qualsevol tipus de moviment oscil·latori, entrant les dades de les variables del sistema.⁶

D'aquesta manera es pot superposar la gràfica de la simulació i la de l'assaig fet al laboratori i veure que descriu un moviment semblant i que efectivament està dins del rang esperat.

Com s'ha pogut percebre en l'apartat anterior les gràfiques donen el resultat de $-x(t)$ en comptes de $x(t)$. Per poder-les superposar s'ha d'invertir el signe.

⁶ Annex 6.3.1. Codi equació homogènia.





En tots els gràfics es pot comprovar que tant la gràfica de la simulació com la de l'assaig són bastants semblants, sobretot en termes d'amplitud, un dels aspectes que no es tant precís és en la freqüència del sistema, degut a que la ω_0^2 utilitzada en la simulació no és exactament la mateixa que la utilitzada experimentalment. Aquest fet es pot deure a que el multiplicador ω_0^2 no sigui molt precís.

3.2. Resultats oscil·lador harmònic esmorteït i forçat.

En aquest apartat es poden veure els resultats obtinguts al laboratori pel cas de l'oscil·lador harmònic esmorteït i forçat externament.

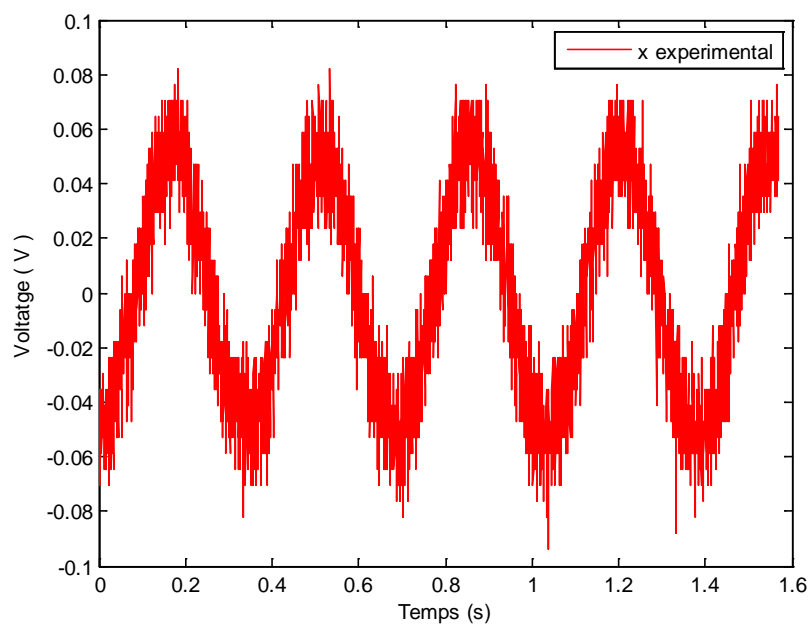
El cas més interessant a estudiar en un oscil·lador és quan s'aplica una força externa sinusoïdal, d'aquesta manera es pot estudiar com es comporta el sistema en funció de la freqüència pròpia del sistema i de la freqüència de l'ona sinusoïdal exterior.

Per tant, s'ha excitat el sistema amb una força del tipus $A\cos(\omega t)$, on A és l'amplitud de la força externa.

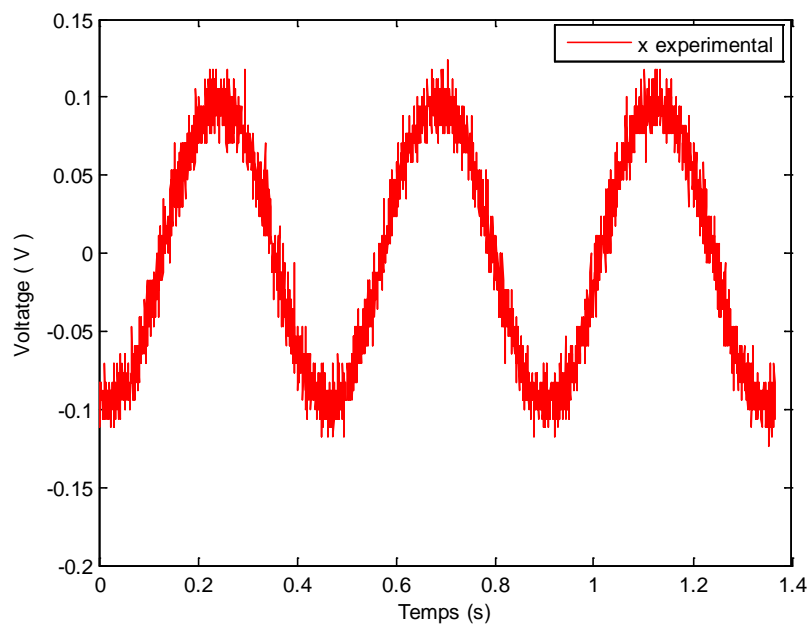
Es desitja que el sistema entri en ressonància al voltant dels 2Hz . Aquesta freqüència la dona el multiplicador ω_0^2 , per aconseguir aquesta freqüència aquest multiplicador ha de multiplicar pel seu màxim valor. Al realitzar aquesta multiplicació per un valor tant gran és fàcil que el sistema entri en saturació. La manera de solucionar aquest problema és introduint una amplitud en la força externa el més petita possible perquè el sistema no es saturi.

En l'experiment fet al laboratori no s'ha utilitzat cap condició inicial, ja que gràcies al forçament extern el sistema es capaç d'oscil·lar per si sol. Per realitzar l'experiment s'ha posat un valor de gamma de 0,5 i per la ω_0^2 un valor d'aproximadament 212, aproximadament uns 2.3Hz .

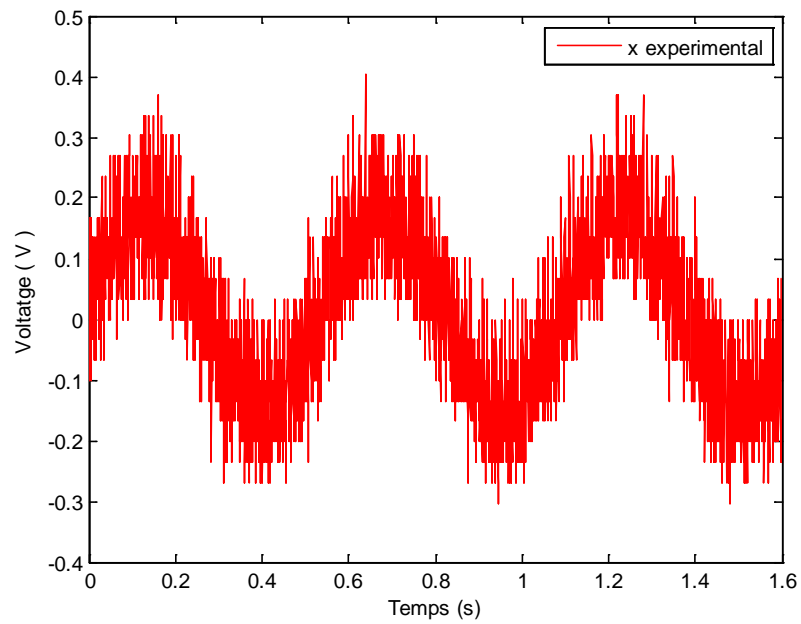
$$f = 3 \text{ Hz}$$



$$f = 2.3 \text{ Hz}$$



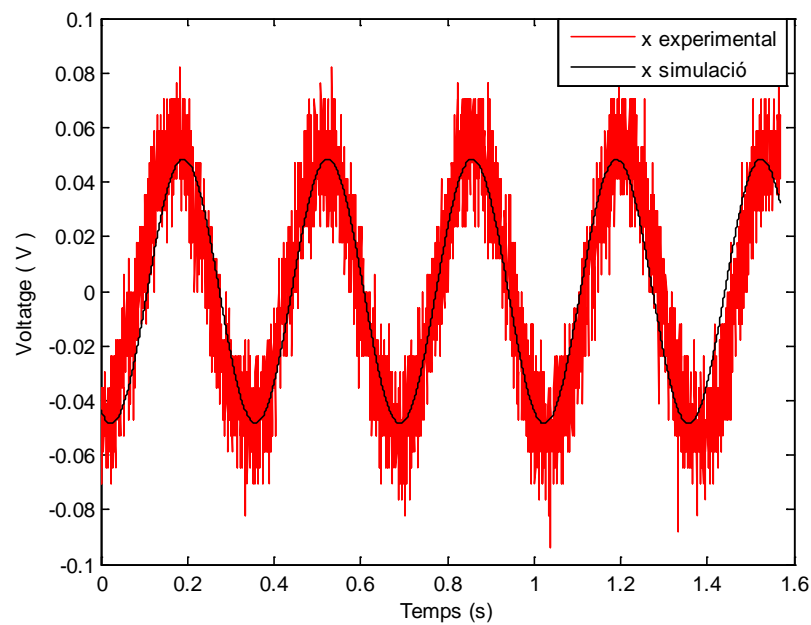
$$f = 1.8 \text{ Hz}$$



3.2.1. Validació del disseny.

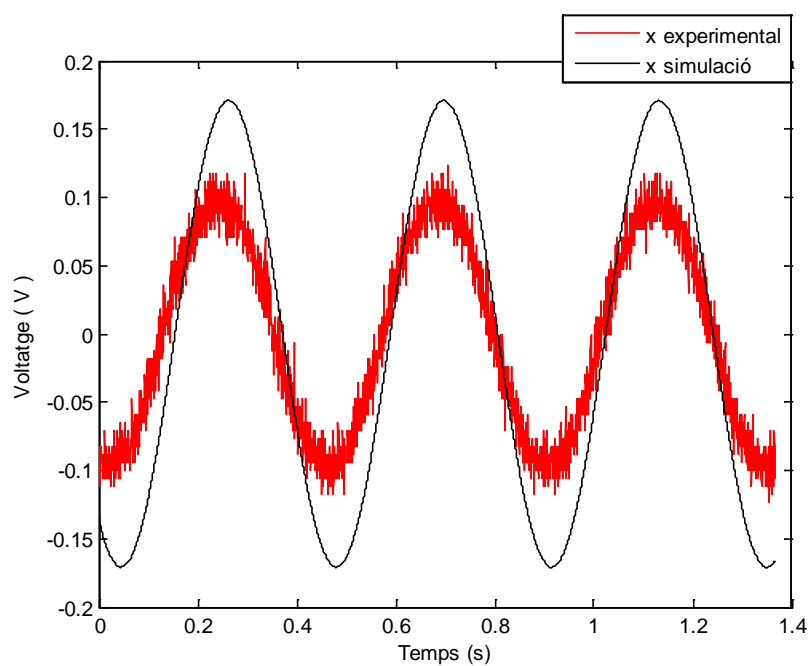
Per la validació del disseny s'ha seguit el mateix procediment que en l'apartat 3.1.1.⁷

$$f = 3 \text{ Hz}$$

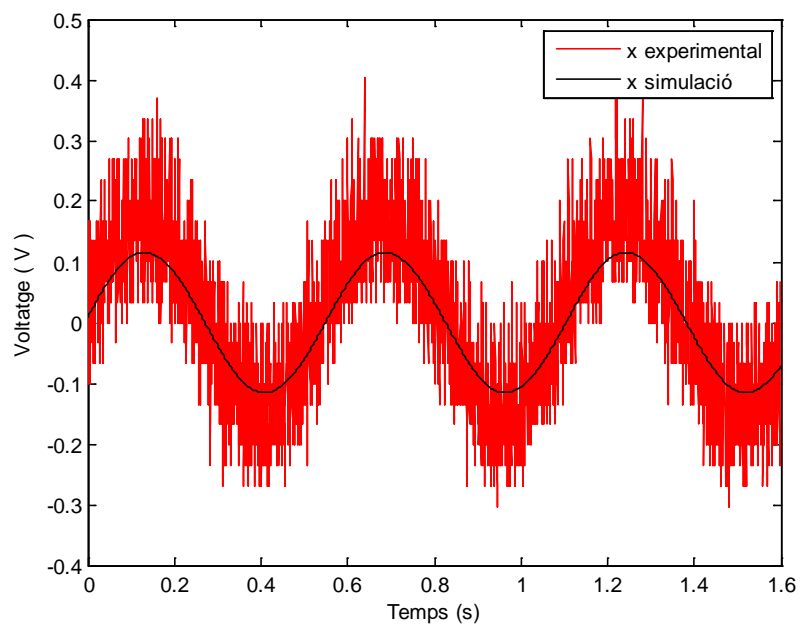


⁷ Annex 6.3.2. Codi equació no homogènia.

$$f = 2.3 \text{ Hz}$$



$$f = 1.8 \text{ Hz}$$



En aquest apartat ha quedat demostrat el correcte funcionament del disseny realitzat, es pot veure com a mesura que la freqüència senyal extern del s'apropa a la freqüència de ressonància el senyal arriba a un màxim d'amplitud. Tot i que aquest fet no es produeix exactament a la freqüència preestablerta, $f = 2.3 \text{ Hz}$, sinó a una freqüència una mica més baixa, $f = 1.8 \text{ Hz}$ aproximadament, degut també, a la imprecisió del multiplicador ω_0^2 .

També queda clar que a freqüències llunyanes a la de ressonància el senyal tendeix a 0, es a dir, com ens allunyem de la freqüència de ressonància més petit és el senyal.

3.3. Àmbit d'utilització.

La versatilitat que disposa aquest projecte tant per resoldre equacions de primer grau com de segon grau més complexes, com per exemple la de l'oscil·lador harmònic realitzat, fa que aquest disseny pugui ser utilitzat des de laboratoris docents fins a instituts o en centres universitaris. També pot ser de gran interès en exposicions en museus.

3.4. Descripció del funcionament.

Com ja s'ha vist anteriorment, el circuit es pot cablejar de diverses maneres per tal de resoldre l'equació desitjada.

En el cas de l'oscil·lador harmònic esmorteït, partint del disseny final vist en l'apartat 2.7 es pot canviar d'entrades en els multiplicadors de ω_0^2 o de gamma o be variant els potenciòmetres per tal de poder resoldre l'equació en el cas subesmorteït, crític o sobreesmorteït. Per aquest cas serà totalment necessari prémer el pulsador per introduir la condició inicial.

Per realitzar l'oscil·lador forçat simplement s'haurà d'afegir una senyal sinusoïdal externa a l'integrador 1 i en el multiplicador ω_0^2 connectar l'entrada de $4,7\text{K}\Omega$. A més no serà necessari utilitzar el pulsador per introduir la condició inicial, degut a que el sistema ja s'excita per una força externa, amb la qual cosa se'n podrà prescindir.

3.5. Aplicacions del projecte.

Una de les aplicacions que pot tindre aquest projecte és en experiències de càtedra.

També pot ser molt útil en pràctiques de laboratori, gràcies a que existeixen analogies per un mateix sistema físic també pot ser utilitzat ja sigui en assignatures de física, mecànica, teoria de circuits o electrònica analògica

4. Comentaris finals

4.1. Pla de treball

- 1 - Estudiar com es pot treballar amb equacions diferencials i veure les analogies que hi ha entre diferents sistemes.
- 2 - Realitzar proves amb diferents components per el disseny de l'integrador.
- 3 - Comprovar la utilitat del circuit integrat 741 i del amplificador operacional LMC 662 com a comparadors.
- 4 - Portar a cap el primer disseny de l'integrador amb captació per mitjà de cable BNC.
- 5 - Comprovar el seu correcte funcionament i com amb una sonda el problema del soroll millora considerablement.
- 6 - Cercar amplificadors operacionals més precisos i que puguin reduir l'efecte del soroll.
- 7 - Realització dels dos integrador definitius utilitzant l'amplificador operacional LME 49720 NA, el LMC 662 i el switch HCF 4066
- 8 - Examinar quin rang de valors pot ser útil per la realització dels multiplicadors segons les especificacions pròpies del sistema i el material disponible del laboratori.
- 9 - Realització dels multiplicadors i verificació del seu funcionament.
- 10 - Portar a cap l'experimentació de l'oscil·lador harmònic esmorteït i el forçat externament.

4.2. Llistat de materials.

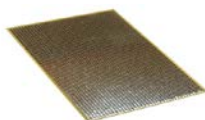
- 15 connectors tipus banana femella vermells.
- 5 connectors tipus banana femella negres.
- 5 connectors tipus banana femella grocs.
- 2 connectors tipus banana femella verds.
- 3 connectors tipus banana femella grisos.



- 5 connectors tipus BNC.



- 4 plaques de topes.



- 2 condensadors de 1 μF .



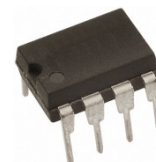
- 8 resistències de 1 $M\Omega$.
- 9 resistències de 100 $K\Omega$.
- 1 resistències de 10 $K\Omega$.
- 3 resistències de 4,7 $K\Omega$.
- 2 resistències de 1 $K\Omega$.



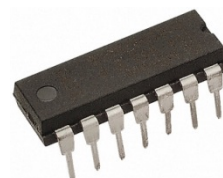
- 2 potenciómetres de 10 $K\Omega$.
- 2 potenciómetres de 100 $K\Omega$.



- 3 amplificadors operacionals LMC 662.
- 3 amplificadors operacionals LME 49720 NA.



- 2 Switchs HCF 4066.



- Polsador.



- 16 suports per les plaques.



- Connector per la sonda de l'oscil·loscopi.



- 5 postes d'alimentació.



- 5 connectors de 4 pins.



- 19 contactes de grimpar.



- 1 pila de 9V.



- Connector pila flexible.



- 1 porta piles.



- 2 connectors banana tipus mascle verds.
- 2 connectors banana tipus mascle vermells.
- 2 connectors banana tipus mascle negres.



- 5 zocals de 8.



- 2 zocals de 14.



- Cable wire wrap.



- Cable d'alimentació.



4.3. Pressupost

DESCRIPCIÓ	nº unitats iguals	Preu unitari (€)	Import total (€)
Connector tipus banana femella	30	0,82	24,6
Connector tipus babana mascle	6	0,53	3,18
Connector tipus BNC	5	2,54	12,7
Plaques de topes	5	4,26	21,3
Condensadors	2	0,75	1,5
Resistència de 1 MΩ	8	0,04	0,32
Resistència de 100 KΩ	9	0,04	0,36
Resistència de 10 KΩ	1	0,04	0,04
Resistència de 4,7 KΩ	3	0,04	0,12
Resistència de 1 KΩ	2	0,04	0,08
Potenciometre 100 KΩ	2	0,57	1,14
Potenciometre 10 KΩ	2	0,57	1,14
Amplificador operacional LMC 662	3	1,96	5,88
Amplificador operacional LME 49720 NA	3	2,65	7,95
Switch HCF 4066	2	0,34	0,68
Polsador	1	1,47	1,47
Suport placa	24	0,24	5,76
Poste d'alimentació	5	0,37	1,85
Connector de 4 pins	5	0,41	2,05
Contacte de grimpar	19	0,07	1,33
Pila	1	13,42	13,42
Connector pila flexible	1	0,69	0,69
Porta piles	1	0,85	0,85
Zocal de 8	5	0,62	3,1
Zocal de 14	2	0,55	1,1
Cable wire wrap	4	5,15	20,6
Cable d'alimentació	2	0,56	1,12
TOTAL	-	-	134,33

En el pressupost realitzat no s'ha tingut en compte tots els recursos que s'han detallat en anterioritat, com per exemple l'oscil·loscopi, la font d'alimentació, etc...

4.4. Fites aconseguides.

Com a quedat demostrat al llarg d'aquest projecte s'ha aconseguit acomplir el principal objectiu d'aquest projecte que era el disseny i la realització d'un ordinador analògic que es pogués ser utilitzat utilitzar per àmbits pedagògics, ja que el dispositiu realitzat és capaç de solucionar equacions diferencials lineals de coeficients constants, com ha quedat palès amb la resolució de l'oscil·lador harmònic

A més s'ha aconseguit obtenir uns resultats experimentals bastant acceptables.

4.5. Conclusions

Un cop finalitzat el treball, es pot fer una valoració molt bona, ja que s'ha aconseguit donar una resposta més que satisfactòria al problema inicial que s'havia plantejat, tanmateix, a mesura que s'han anat realitzant els dissenys han sorgit algunes dificultats que mica en mica s'han pogut solucionar d'una manera eficaç.

La principal dificultat ha estat salvaguardar la integritat física dels components, principalment en els integradors, doncs és molt fàcil fer les connexions d'una manera errònia i que s'espantin els components. Per això la introducció dels zocals ha estat una excel·lent idea per aconseguir aquest propòsit, ja que canviant tant sols el component deteriorat el circuit torna a estar operatiu.

L'elecció de tots els components segons la seva funcionalitat per a cada cas, també ha estat un aspecte cabdal per aconseguir un funcionament totalment satisfactori d'aquest projecte. El fet de tenir amplificadors amb un límit de $\pm 7,5$ volts, limita el valor que es pot donar a les multiplicacions, i en el forçament extern quan es realitza l'oscil·lador forçat, perquè s'ha d'anar amb compte de no saturar el circuit en cap moment, tot i que no s'espantin els components quan es sobrepassa aquest límit, el circuit deixa de funcionar correctament.

Un altre aspecte relacionat amb els amplificadors que s'ha pogut copsar, es el fet que l'amplificador operacional 741 no és capaç de donar voltatges de $\pm 7,5$ volts fent-lo funcionar com a comparador, en canvi la utilització d'amplificadors rail to rail com el LMC 662 utilitzat en aquest projecte sí que en són capaços, la

qual cosa és imprescindible per obrir i tancar els interruptors per introduir la condició inicial a l'integrador.

La introducció de fonts flotants en un sistema introdueix soroll, un aspecte que es pot millorar si en comptes de captar el senyal mitjançant un cable BNC es realitza per mitjà d'una sonda ja que aquesta porta incorporat un petit circuit intern amb elements passius, com resistències condensadors i bobines en alguns casos, que permeten observar el senyal d'una forma més nítida i precisa. Un altre aspecte relacionat amb el soroll i que ha ajudat a reduir-lo bastant, ha estat degut a la utilització del amplificador operacional LME 4920NA, que s'ha pogut comprovar com és molt més precís que tant el 741 com el LMC 662.

La falta de més recursos, com per exemple d'un generador de funcions que sigui capaç de treballar a freqüències més petites, fa que la realització del oscil·lador forçat estigui obligat a funcionar amb una freqüència angular interna molt gran per tal d'estar en ressonància, amb els problemes que això pot ocasionar.

Malgrat els entrebancs que s'han pogut veure, s'ha estat capaç de dur a terme un projecte d'una manera satisfactòria i que realment pot ser utilitzat per a la docència.

Un altre fet que s'ha posat de manifest, és com es poden resoldre equacions diferencials lineals de coeficients constants de fins a segon grau tot estudiant el cas del oscil·lador realitzat en aquest projecte. En aquest anàlisi que s'ha fet del oscil·lador també s'ha pogut copsar, encara que de forma implícita, com al augmentar el nombre d'integradors es poden resoldre equacions de major grau.

4.6. Millores futures

Un cop acabat el projecte, es moment de pensar en tot el treball realitzat i donar-se l'enhorabona per la feina feta, però també cal reflexionar sobre quins punts d'aquest treball es podrien haver dut a terme d'alguna altre manera i si en aquest projecte s'hi podria introduir alguna millora de cara al futur.

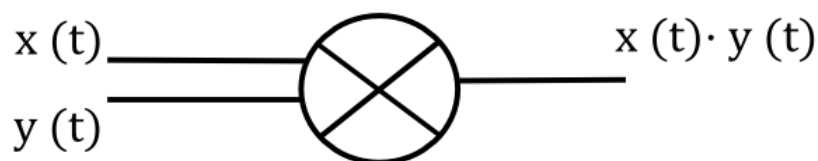
Un aspecte que es podria perfeccionar podria ser el multiplicador ω_0^2 , com s'ha vist, per resoldre tant l'equació de l'oscil·lador esmorteït com el de l'oscil·lador forçat externament, es necessari fer la multiplicació negativa, aquesta inversió es podria realitzar en una etapa prèvia aquest multiplicador, d'aquesta manera

es podria veure el senyal en l'oscil·loscopi com a $x(t)$ en comptes de $-x(t)$ que és com es veu amb el muntatge realitzat.

També seria interessant muntar cadascun dels dissenys sobre una placa en la qual estiguessin dibuixades les funcions de cada element, i amb interruptors variadors pels potenciòmetres, tot i que la funcionalitat del dispositiu seria la mateixa, seria alhora, molt més manejable i més intuïtiu de cara d'utilitzar-lo.

Es podria intentar prescindir de la font flotant pel soroll que introdueix en el sistema, es podria realitzar un circuit imprès amb un bon pla de massa, amb la qual cosa s'obtindria un senyal més precís. Un altre inconvenient d'aquesta font flotant és la seva poca durada que té, ja que es pot gastar fàcilment, per tant també seria d'una gran utilitat l'ús de bateries recarregables.

Un aspecte que li manca aquest projecte és la possibilitat de treballar amb funcions no lineals, seria interessant introduir un multiplicador que permetés realitzar-ho. La operació a efectuar seria com es mostra en la següent imatge.



Aquest tipus de operacions es podria realitzar mitjançant el circuit integrat AD633, amb el qual es podria realitzar aquest tipus d'operacions fàcilment.

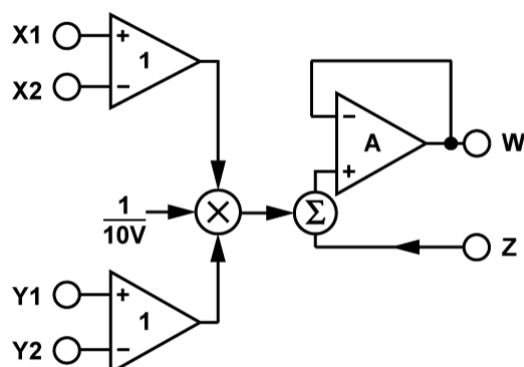


Figura 26: Circuit integrat AD633.

5. Bibliografia.

<http://ordinadors.mnactec.cat/>

<http://www.analogmuseum.org/english/>

<http://www.cowardstereoview.com/analog/>

http://es.wikipedia.org/wiki/Computadora_anal%C3%B3gica

http://es.wikipedia.org/wiki/Oscilador_arm%C3%B3nico

http://courses.engr.illinois.edu/ece486/labs/lab1/analog_computer_manual.pdf

http://www.analogmuseum.org/library/think_analog.pdf

- Lang, G. F. (2000), Analog was not a Computer Trademark!, Noise and Vibration Control, August, pp. 16-24.

<http://www.dataphysics.com/downloads/technical/Analog-was-Not-a-Computer-Trademark-by-G.F.-Lang.pdf>

<http://www.ti.com/lit/an/sboa092a/sboa092a.pdf>

[http://laplace.us.es/wiki/index.php/Oscilaciones_amortiguadas_\(GIE\)](http://laplace.us.es/wiki/index.php/Oscilaciones_amortiguadas_(GIE))

http://laplace.us.es/wiki/index.php/Oscilador_amortiguado

http://laplace.us.es/wiki/index.php/Movimiento_oscilatorio

http://ific.uv.es/~nebot/Oscilaciones_y_Ondas/Tema_1.pdf

http://ific.uv.es/~nebot/Oscilaciones_y_Ondas/Tema_1.pdf

6. Annexes.

6.1. Solucions de l'equació homogènia.

Partint de l'equació homogènia, es pretén trobar la seva solució per a tots els casos possibles.

$$\frac{d^2x}{dt^2} + \gamma \frac{dx}{dt} + \omega_0^2 x = 0$$

L'equació anterior es pot representar com una equació de segon grau de la següent manera:

$$\lambda^2 + \gamma \lambda + \omega_0^2 = 0$$

Resolent doncs aquesta equació de segon grau s'obtidran els dos possibles valors de λ .

$$\lambda_1 = -\frac{1}{2} \gamma + \frac{1}{2} \sqrt{\gamma^2 - 4 \omega_0^2} = -\frac{1}{2} \gamma + \sqrt{\frac{\gamma^2}{4} - \omega_0^2}$$

$$\lambda_2 = -\frac{1}{2} \gamma - \frac{1}{2} \sqrt{\gamma^2 - 4 \omega_0^2} = -\frac{1}{2} \gamma - \sqrt{\frac{\gamma^2}{4} - \omega_0^2}$$

Per veure en quin tipus de moviment es troba el sistema en funció dels valors de ω_0 i de γ , es procedirà a analitzar quins són els valor possibles per complir les següents especificacions:

$$\gamma^2 - 4 \omega_0^2 < 0 \rightarrow \omega_0 > \frac{\gamma}{2} \rightarrow \text{Subesmorteïment}$$

$$\gamma^2 - 4 \omega_0^2 > 0 \rightarrow \omega_0 < \frac{\gamma}{2} \rightarrow \text{Sobreesmorteïment}$$

$$\gamma^2 - 4 \omega_0^2 = 0 \rightarrow \omega_0 = \frac{\gamma}{2} \rightarrow \text{Esmorteïment crític}$$

6.1.1. Cas subesmorteït.

La freqüència angular per un moviment subesmorteït serà:

$$\omega = \sqrt{\omega_0^2 - \frac{\gamma^2}{4}}$$

Les solucions de λ_1 i λ_2 , calculades anteriorment, en aquest cas sempre tindran una part imaginària al ser ω_0 més gran que $\frac{\gamma}{2}$. Per tant les dos solucions es poden escriure com dos números complexos amb una part real i una altre d'imaginària.

$$\lambda_1 = -\frac{1}{2} \gamma + \sqrt{\frac{\gamma^2}{4} - \omega_0^2} = -\frac{1}{2} \gamma + j \sqrt{\omega_0^2 - \frac{\gamma^2}{4}}$$

$$\lambda_2 = -\frac{1}{2} \gamma - \sqrt{\frac{\gamma^2}{4} - \omega_0^2} = -\frac{1}{2} \gamma - j \sqrt{\omega_0^2 - \frac{\gamma^2}{4}}$$

$$\lambda_1 = -\frac{1}{2} \gamma + j \omega$$

$$\lambda_2 = -\frac{1}{2} \gamma - j \omega$$

La solució general de la equació del moviment serà una combinació lineal de dos solucions, una per cada exponent.

$$x = A e^{\lambda_1 t} + B e^{\lambda_2 t}$$

$$x = A e^{\left(-\frac{1}{2} \gamma + j \omega\right) t} + B e^{\left(-\frac{1}{2} \gamma - j \omega\right) t}$$

$$x = e^{-\frac{1}{2} \gamma t} (A e^{j \omega t} + B e^{-j \omega t})$$

Perquè $x(t)$ es pugui representar com un valor real l'expressió també ho ha de ser l'expressió entre parèntesis, aquesta premissa es pot aconseguir sempre que A i B siguin iguals: $A=B$.

En comptes d'expressar-ho com la igualtat anterior és més adient expressar-ho com $A=B=A e^{j\theta}$.

$$x = e^{-\frac{1}{2} t \gamma} (A e^{j(\omega t + \theta)} + A e^{-j(\omega t + \theta)})$$

$$x = A e^{-\frac{1}{2} t \gamma} (e^{j(\omega t + \theta)} + e^{-j(\omega t + \theta)})$$

Aplicant les formules d'euler $e^{j\omega} = \cos(\omega) + j \sin(\omega)$ i $e^{-j\omega} = \cos(\omega) - j \sin(\omega)$

$$x = A e^{-\frac{1}{2} t \gamma} (\cos(\omega t + \theta) + \sin(\omega t + \theta) + \cos(\omega t + \theta) - \sin(\omega t + \theta))$$

$$x = A e^{-\frac{1}{2} t \gamma} 2 \cos(\omega t + \theta)$$

Aquesta ultima expressió encara es pot simplificar més introduint el terme que multiplica per dos dins la constant A.

$$x(t) = A e^{-\frac{1}{2} t \gamma} \cos(\omega t + \theta)^8$$

⁸ La condició inicial θ , es tractada en l'apartat (2.3.7) com B.

6.1.2. Cas sobreesmorteït.

La solució serà del tipus:

$$x = A e^{\lambda_1 t} + B e^{\lambda_2 t}$$

$$\lambda_2 = -\frac{1}{2} \gamma - \frac{1}{2} \sqrt{\gamma^2 - 4 \omega_0^2} = -\frac{1}{2} - \sqrt{\frac{\gamma^2}{4} - \omega^2}$$

$$\beta = \sqrt{\frac{\gamma^2}{4} - \omega_0^2}$$

$$x = A e^{\left(-\frac{1}{2} \gamma + \beta\right) t} + B e^{\left(-\frac{1}{2} \gamma - \beta\right) t}$$

6.1.3. Cas crític.

Igualant els termes ω_0 i $\frac{\gamma}{2}$ i partint de l'equació del moviment sobreesmorteït, es pot arribar a la següent solució general pel cas crític.

$$x = (A + Bt) e^{-\frac{1}{2} \gamma t}$$

6.2. Solucions de l'equació no homogènia.

$$\frac{d^2 x}{dt^2} + \gamma \frac{dx}{dt} + \omega_0^2 x = F_{ext} \cos(\omega t)$$

La solució de l'equació homogènia és la suma de la solució general de l'equació homogènia, resolta abans, i d'una solució particular.

$$x(t) = x^*(t) + x_{hom}(t)$$

La força exterior es pot considerar com un numero complex sense part imaginària, tenint en compte que només la part real tindrà sentit físic.

$$\Re(F_{ext} e^{j\omega t}) = F_{ext} \cos(\omega t)$$

$$\frac{d^2 x}{dt^2} + \gamma \frac{dx}{dt} + \omega_0^2 x = F_{ext} e^{j\omega t}$$

D'aquesta manera el temps queda recollit en el factor $e^{j\omega t}$ i es centra l'estudi en el moviment a causa de la força externa. El següent pas és aplicar el mateix raonament a la funció $x(t)$. Aquesta tècnica s'anomena el mètode dels fasors.

$$x^*(t) = \Re(z e^{j\omega t}) \quad \frac{dx^*}{dt} = \Re(j\omega z e^{j\omega t}) \quad \frac{d^2 x^*}{dt^2} = \Re(-\omega^2 z e^{j\omega t})$$

$$-\omega^2 z e^{j\omega t} + \gamma z \omega j e^{j\omega t} + \omega_0^2 z e^{j\omega t} = F_{ext} e^{j\omega t}$$

Simplificant l'expressió anterior es pot obtenir la solució de z.

$$-\omega^2 z + \gamma \omega z j + \omega_0^2 z = F_{ext}$$

$$z(-\omega^2 + \gamma \omega j + \omega_0^2) = F_{ext}$$

$$z = \frac{F_{ext}}{(\omega_0^2 - \omega^2) + \gamma \omega j}$$

La solució de z és un nombre complex, i per tant es pot escriure com $z = Ae^{j\delta} = a + bj$. Per aconseguir escriure'l així s'ha de multiplicar el numerador i el denominador per el seu conjugat.

$$z = \frac{F_{ext}}{(\omega_0^2 - \omega^2) + \gamma \omega j} \cdot \frac{(\omega_0^2 - \omega^2) - \gamma \omega j}{(\omega_0^2 - \omega^2) - \gamma \omega j} = \frac{F_{ext} (\omega_0^2 - \omega^2)}{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + \gamma^2 \omega^2} - \frac{F_{ext} (\gamma \omega j)}{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + \gamma^2 \omega^2}$$

Un cop es té el nombre complex en la forma estàndard, es pot trobar amb relativa facilitat el seu mòdul i la seva fase.

$$|z| = \sqrt{\Re^2(z) + \Im^2(z)} = \frac{F_{ext}}{\sqrt{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + \gamma^2 \omega^2}}$$

$$A(\omega) = \frac{F_{ext}}{\sqrt{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + \gamma^2 \omega^2}}$$

$$\delta(\omega) = \tan^{-1}\left(\frac{b}{a}\right) = \tan^{-1}\left(\frac{\gamma \omega}{\omega_0^2 - \omega^2}\right)$$

Aplicant els resultats obtinguts a $x(t) = \Re(z e^{j\omega t})$, com que només ens interessa la part real, la funció quedarà com un cosinus multiplicat per una constant.

$$x^*(t) = \Re(z e^{j\omega t}) = \Re(A(\omega) e^{j\delta} e^{j\omega t}) = \Re(A(\omega) e^{j(\omega t + \delta)}) = A(\omega) \cos(\omega t + \delta)$$

La solució final de l'equació no homogènia, per tant és:

$$x(t) = A(\omega) \cos(\omega t + \delta) + x_{hom}(t)$$

6.3. Codis matlab.

6.3.1. Codi equació homogènia.

```
function x = xhomogenia()

A=input('introdueix el valor A: ');
B=input('introdueix el valor B: ');
omegaq=input('introdueix el valor omega al quadrat: ');
gam=input('introdueix el valor gamma: ');
omeaga_0= sqrt(omegaq);

if omeaga_0>gam/2

    omega = sqrt(omegaq - gam*gam/4);

    x = xsubesmorteit(A, B, omega, gam);

end

if omeaga_0<gam/2

    beta = sqrt((gam*gam/4) - omegaq);

    x= xsobreesmorteit(A, B, beta, gam);

end

if omeaga_0==gam/2

    x = xcritic(A, B, gam);

end

end

function x = xsobreesmorteit(A, B, beta, gam)

t= 0:0.19:10;
```

⁹ Temps de mostreig utilitzat en l'oscil·loscopi.

```
x= A.*exp(-(gam/2 + beta)*t) + B.*exp(-(gam/2 - beta)*t);  
end
```

```
function x = xsubesmorteit(A,B,omega,gam)  
  
t = 0:0.01:10;  
  
x = A.*exp(-gam.*t/2.0).*cos(omega.*t+B);  
end
```

```
function x = xcritic(A, B, gam)  
  
t= 0:0.1:10;  
  
x = (A + B.*t).*exp(-gam.*t/2.0);  
end
```

6.3.2. Codi equació no homogènia.

```
function x = xnohomogenia()

Fext=input('introdueix el valor Fext: ');

omegaq=input('introdueix el valor omegaq: ');

gam=input('introdueix el valor gam: ');

omegaext=input('introdueix el valor omegaext: ');

A=input('introdueix el valor A: ');

B=input('introdueix el valor B: ');

t=0:0.0004:10;

A0 = Fext/sqrt((omegaq - omegaext^2)^2. + (gam.*omegaext)^2);

delta = atan(gam.*omegaext/(omegaq - omegaext^2));

x = A0.*cos(omegaext.*t- delta) + xhomogenia(A,B,omegaq,gam);

end
function x = xhomogenia()

omeaga_0= sqrt(omegaq);

if omeaga_0>gam/2

    omega = sqrt(omegaq - gam*gam/4);

    x = xsubesmorteit(A, B, omega, gam);

end

if omeaga_0<gam/2

    beta = sqrt((gam*gam/4) - omegaq);

    x= xsobreesmorteit(A, B, beta, gam);

end

if omeaga_0==gam/2

    x = xcritic(A, B, gam);

end
end
```


6.4. Datasheet dels components

6.4.1. LME 49720 NA



October 2007

LME49720

Dual High Performance, High Fidelity Audio Operational Amplifier

General Description

The LME49720 is part of the ultra-low distortion, low noise, high slew rate operational amplifier series optimized and fully specified for high performance, high fidelity applications. Combining advanced leading-edge process technology with state-of-the-art circuit design, the LME49720 audio operational amplifiers deliver superior audio signal amplification for outstanding audio performance. The LME49720 combines extremely low voltage noise density ($2.7\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$) with vanishingly low THD+N (0.00003%) to easily satisfy the most demanding audio applications. To ensure that the most challenging loads are driven without compromise, the LME49720 has a high slew rate of $\pm 20\text{V}/\mu\text{s}$ and an output current capability of $\pm 26\text{mA}$. Further, dynamic range is maximized by an output stage that drives $2\text{k}\Omega$ loads to within 1V of either power supply voltage and to within 1.4V when driving 600Ω loads.

The LME49720's outstanding CMRR (120dB), PSRR (120dB), and V_{OS} (0.1mV) give the amplifier excellent operational amplifier DC performance.

The LME49720 has a wide supply range of $\pm 2.5\text{V}$ to $\pm 17\text{V}$. Over this supply range the LME49720's input circuitry maintains excellent common-mode and power supply rejection, as well as maintaining its low input bias current. The LME49720 is unity gain stable. This Audio Operational Amplifier achieves outstanding AC performance while driving complex loads with values as high as 100pF .

The LME49720 is available in 8-lead narrow body SOIC, 8-lead Plastic DIP, and 8-lead Metal Can TO-99. Demonstration boards are available for each package.

Key Specifications

- Power Supply Voltage Range $\pm 2.5\text{V}$ to $\pm 17\text{V}$
- THD+N ($A_V = 1$, $V_{\text{OUT}} = 3V_{\text{RMS}}$, $f_{\text{IN}} = 1\text{kHz}$)

$R_L = 2\text{k}\Omega$	0.00003% (typ)
$R_L = 600\Omega$	0.00003% (typ)
■ Input Noise Density	$2.7\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ (typ)
■ Slew Rate	$\pm 20\text{V}/\mu\text{s}$ (typ)
■ Gain Bandwidth Product	55MHz (typ)
■ Open Loop Gain ($R_L = 600\Omega$)	140dB (typ)
■ Input Bias Current	10nA (typ)
■ Input Offset Voltage	0.1mV (typ)
■ DC Gain Linearity Error	0.000009%

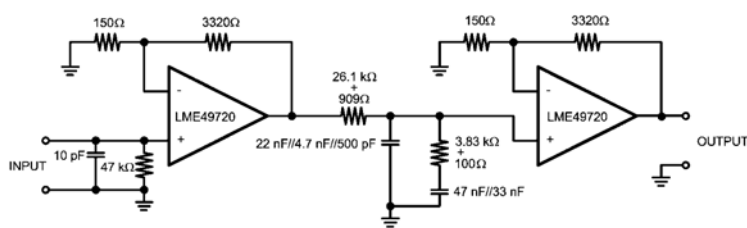
Features

- Easily drives 600Ω loads
- Optimized for superior audio signal fidelity
- Output short circuit protection
- PSRR and CMRR exceed 120dB (typ)
- SOIC, DIP, TO-99 metal can packages

Applications

- Ultra high quality audio amplification
- High fidelity preamplifiers
- High fidelity multimedia
- State of the art phono pre amps
- High performance professional audio
- High fidelity equalization and crossover networks
- High performance line drivers
- High performance line receivers
- High fidelity active filters

Typical Application



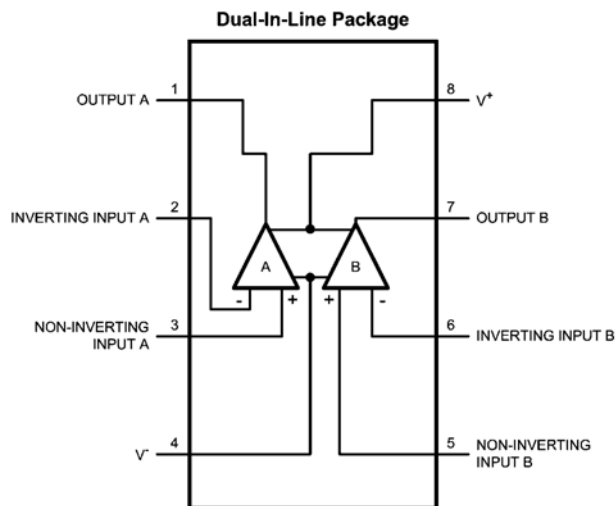
Note: 1% metal film resistors, 5% polypropylene capacitors

Passively Equalized RIAA Phono Preamplifier

300038k5

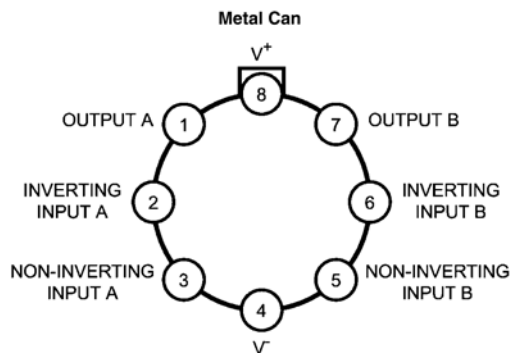
LME49720

Connection Diagrams



Order Number LME49720MA
See NS Package Number — M08A
Order Number LME49720NA
See NS Package Number — N08E

30003855



Order Number LME49720HA
See NS Package Number — H08C

30003863

Absolute Maximum Ratings (Notes 1, 2)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Power Supply Voltage ($V_S = V^+ - V^-$)	36V
Storage Temperature	-65°C to 150°C
Input Voltage ($V^- - 0.7V$ to $V^+ + 0.7V$)	Continuous
Output Short Circuit (Note 3)	Internally Limited
Power Dissipation	2000V
ESD Susceptibility (Note 4)	
ESD Susceptibility (Note 5)	

Pins 1, 4, 7 and 8	200V
Pins 2, 3, 5 and 6	100V
Junction Temperature	150°C
Thermal Resistance	
θ_{JA} (SO)	145°C/W
θ_{JA} (NA)	102°C/W
θ_{JA} (HA)	150°C/W
θ_{JC} (HA)	35°C/W
Temperature Range	
$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$	-40°C $\leq T_A \leq$ 85°C
Supply Voltage Range	$\pm 2.5V \leq V_S \leq \pm 17V$

Electrical Characteristics for the LME49720 (Notes 1, 2)

The following specifications apply for $V_S = \pm 15V$, $R_L = 2k\Omega$, $f_{IN} = 1kHz$, and $T_A = 25^\circ C$, unless otherwise specified.

Symbol	Parameter	Conditions	LME49720		Units (Limits)
			Typical (Note 6)	Limit (Note 7)	
THD+N	Total Harmonic Distortion + Noise	$A_V = 1$, $V_{OUT} = 3V_{rms}$ $R_L = 2k\Omega$ $R_L = 600\Omega$	0.00003 0.00003	0.00009	% (max)
IMD	Intermodulation Distortion	$A_V = 1$, $V_{OUT} = 3V_{RMS}$ Two-tone, 60Hz & 7kHz 4:1	0.00005		%
GBWP	Gain Bandwidth Product		55	45	MHz (min)
SR	Slew Rate		± 20	± 15	V/ μs (min)
FPBW	Full Power Bandwidth	$V_{OUT} = 1V_{P-P}$, -3dB referenced to output magnitude at $f = 1kHz$	10		MHz
t_s	Settling time	$A_V = -1$, 10V step, $C_L = 100pF$ 0.1% error range	1.2		μs
e_n	Equivalent Input Noise Voltage	$f_{BW} = 20Hz$ to $20kHz$	0.34	0.65	μV_{RMS} (max)
	Equivalent Input Noise Density	$f = 1kHz$ $f = 10Hz$	2.7 6.4	4.7	nV/ \sqrt{Hz} (max)
i_n	Current Noise Density	$f = 1kHz$	1.6		pA/ \sqrt{Hz}
		$f = 10Hz$	3.1		
V_{OS}	Offset Voltage		± 0.1	± 0.7	mV (max)
$\Delta V_{OS}/\Delta Temp$	Average Input Offset Voltage Drift vs Temperature	-40°C $\leq T_A \leq$ 85°C	0.2		$\mu V/^\circ C$
PSRR	Average Input Offset Voltage Shift vs Power Supply Voltage	$\Delta V_S = 20V$ (Note 8)	120	110	dB (min)
ISO _{CH-CH}	Channel-to-Channel Isolation	$f_{IN} = 1kHz$	118		dB
		$f_{IN} = 20kHz$	112		
I_B	Input Bias Current	$V_{CM} = 0V$	10	72	nA (max)
$\Delta I_{OS}/\Delta Temp$	Input Bias Current Drift vs Temperature	-40°C $\leq T_A \leq$ 85°C	0.1		nA/ $^\circ C$
I_{OS}	Input Offset Current	$V_{CM} = 0V$	11	65	nA (max)
V_{IN-CM}	Common-Mode Input Voltage Range		+14.1 -13.9	(V^+) - 2.0 (V^-) + 2.0	V (min)
CMRR	Common-Mode Rejection	-10V < V_{cm} < 10V	120	110	dB (min)
Z_{IN}	Differential Input Impedance		30		k Ω
	Common Mode Input Impedance	-10V < V_{cm} < 10V	1000		M Ω

LME49720

Symbol	Parameter	Conditions	LME49720		Units (Limits)
			Typical	Limit	
			(Note 6)	(Note 7)	
A_{VOL}	Open Loop Voltage Gain	$-10V < V_{out} < 10V, R_L = 600\Omega$	140	125	dB (min)
		$-10V < V_{out} < 10V, R_L = 2k\Omega$	140		
		$-10V < V_{out} < 10V, R_L = 10k\Omega$	140		
V_{OUTMAX}	Maximum Output Voltage Swing	$R_L = 600\Omega$	± 13.6	± 12.5	V (min)
		$R_L = 2k\Omega$	± 14.0		
		$R_L = 10k\Omega$	± 14.1		
I_{OUT}	Output Current	$R_L = 600\Omega, V_S = \pm 17V$	± 26	± 23	mA (min)
I_{OUT-CC}	Instantaneous Short Circuit Current		+53 -42		mA
R_{OUT}	Output Impedance	$f_{IN} = 10kHz$			Ω
		Closed-Loop Open-Loop	0.01 13		
C_{LOAD}	Capacitive Load Drive Overshoot	100pF	16		%
I_S	Total Quiescent Current	$I_{OUT} = 0mA$	10	12	mA (max)

Note 1: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur.

Note 2: Operating Ratings indicate conditions for which the device is functional, but do not guarantee specific performance limits. For guaranteed specifications and test conditions, see the Electrical Characteristics. The guaranteed specifications apply only for the test conditions listed. Some performance characteristics may degrade when the device is not operated under the listed test conditions.

Note 3: Amplifier output connected to GND, any number of amplifiers within a package.

Note 4: Human body model, 100pF discharged through a 1.5k Ω resistor.

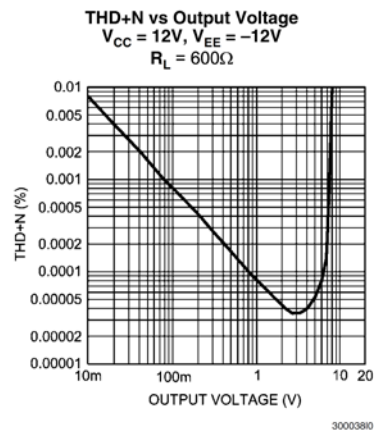
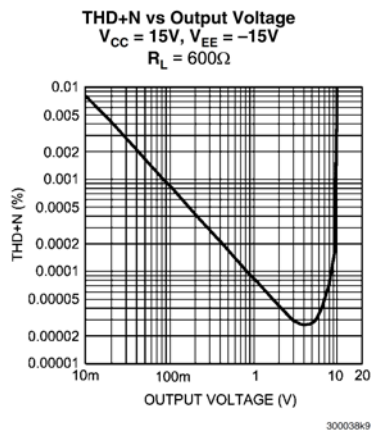
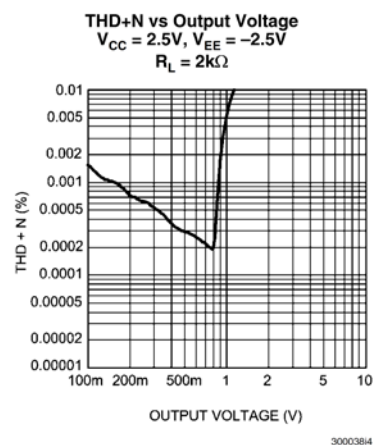
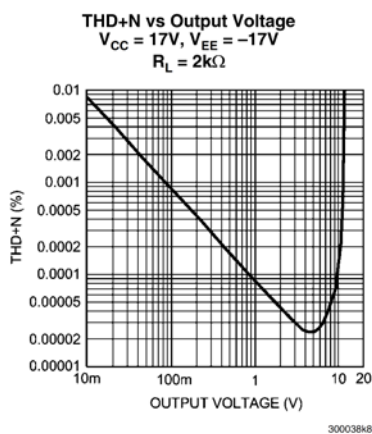
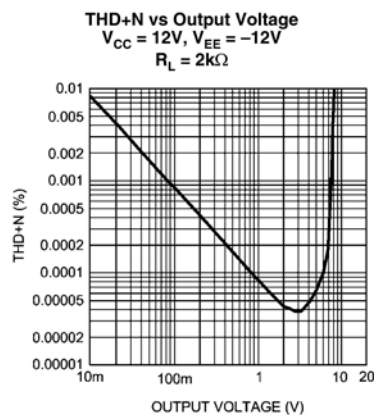
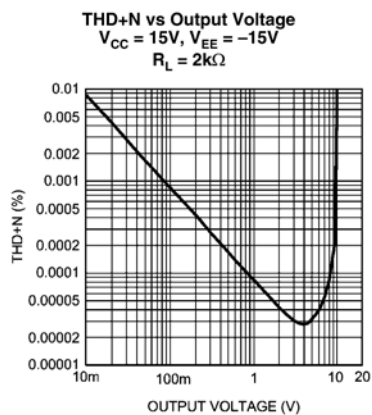
Note 5: Machine Model ESD test is covered by specification EIAJ IC-121-1981. A 200pF cap is charged to the specified voltage and then discharged directly into the IC with no external series resistor (resistance of discharge path must be under 50 Ω).

Note 6: Typical specifications are specified at +25°C and represent the most likely parametric norm.

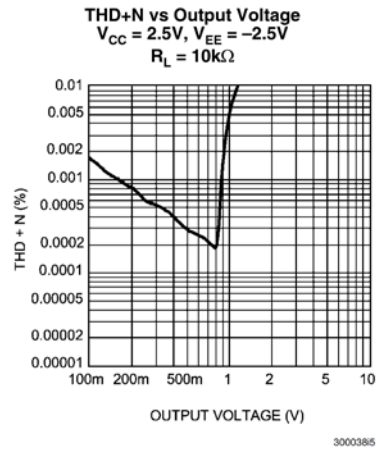
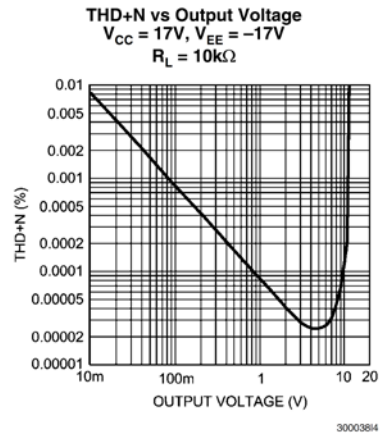
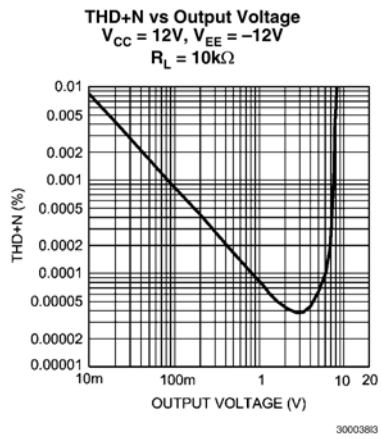
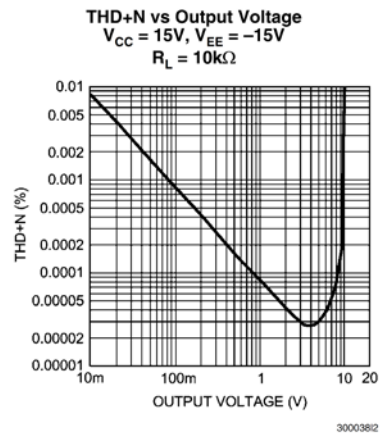
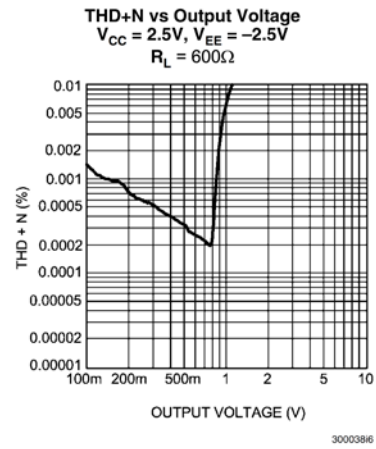
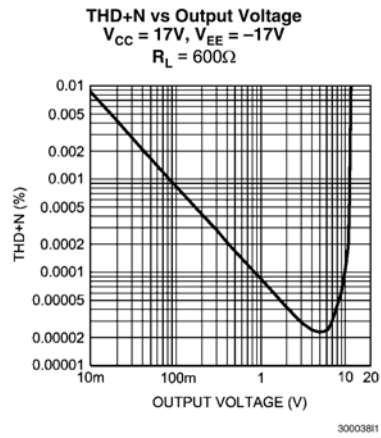
Note 7: Tested limits are guaranteed to National's AOQL (Average Outgoing Quality Level).

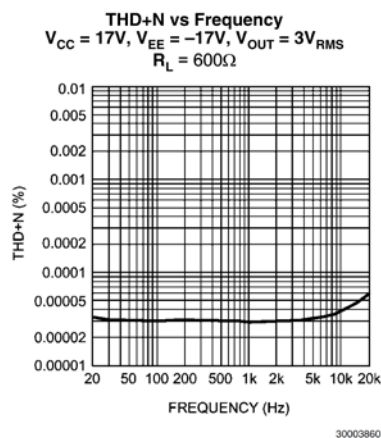
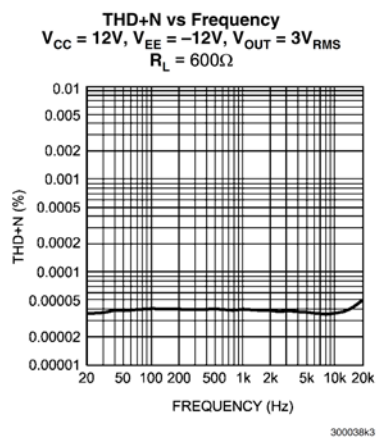
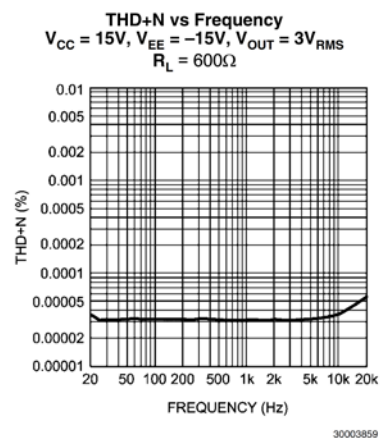
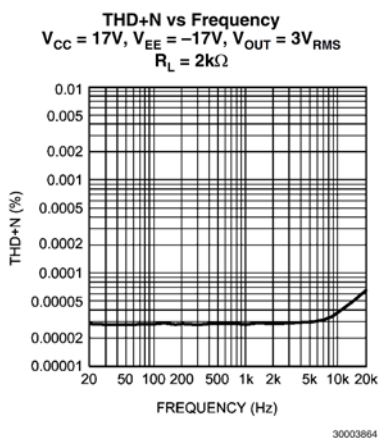
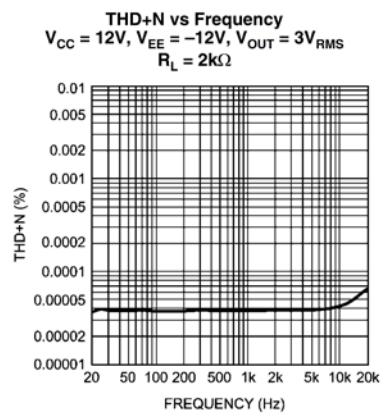
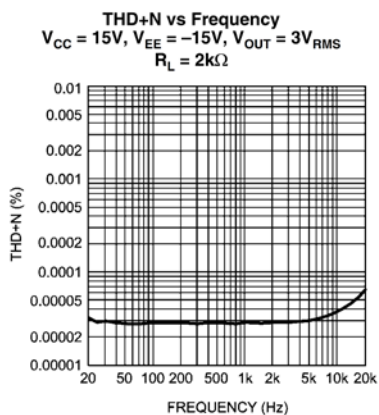
Note 8: PSRR is measured as follows: V_{OS} is measured at two supply voltages, $\pm 5V$ and $\pm 15V$. $PSRR = 120 \log(\Delta V_{OS} / \Delta V_S)$.

Typical Performance Characteristics

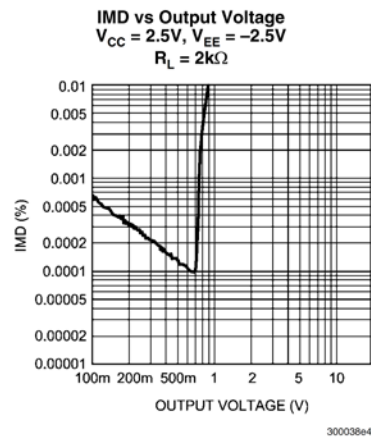
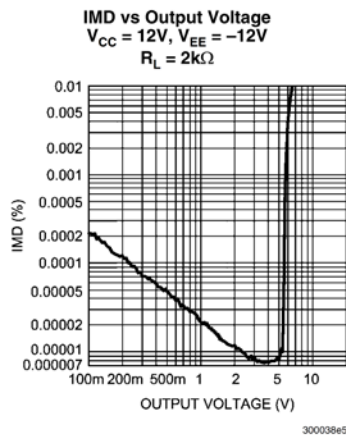
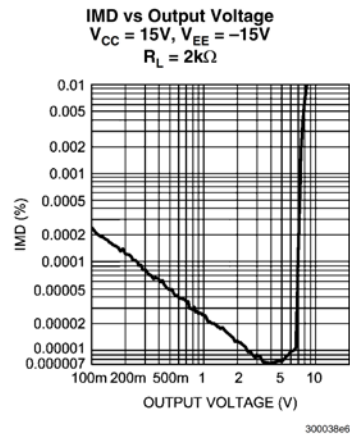
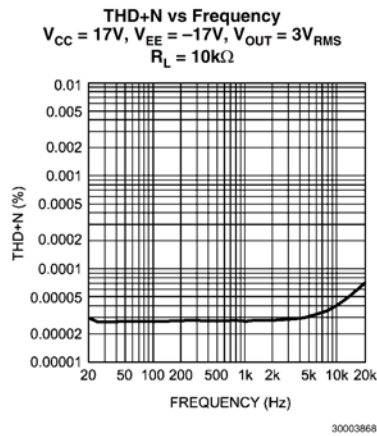
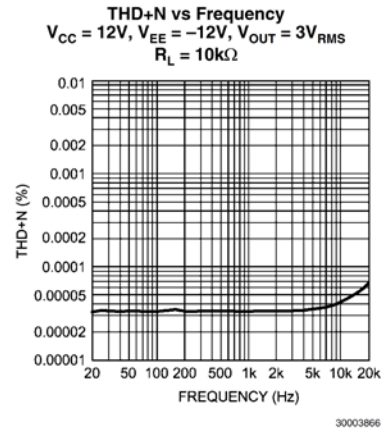
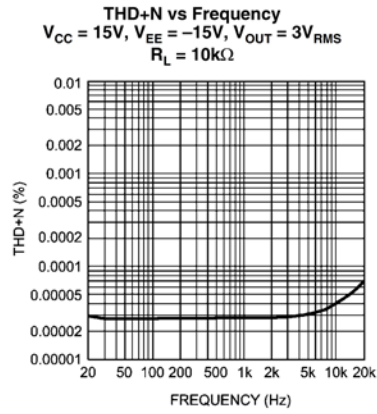


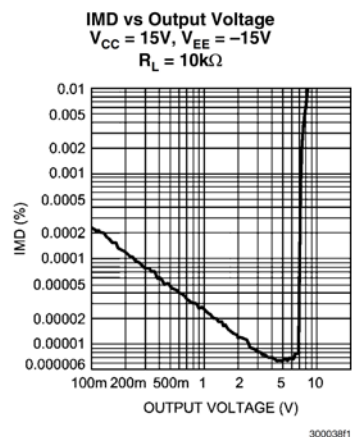
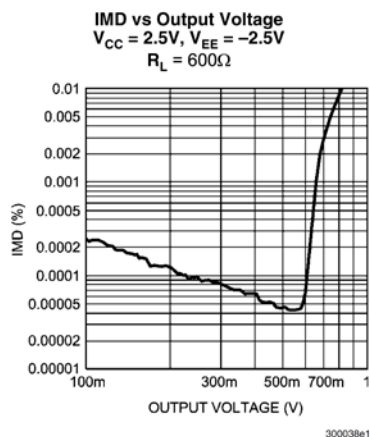
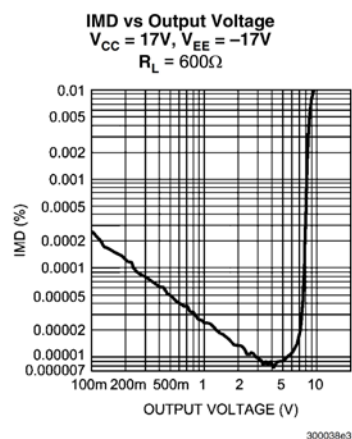
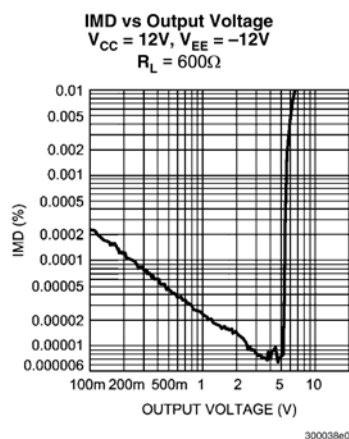
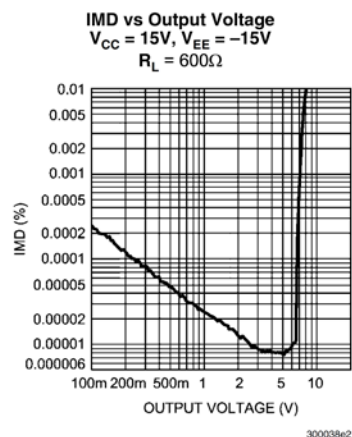
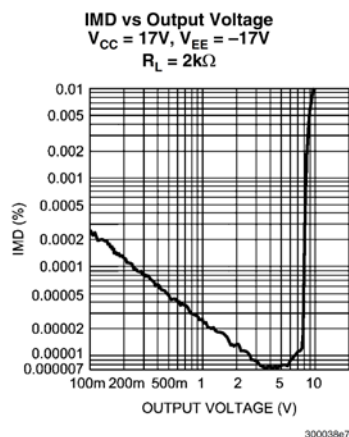
LME49720



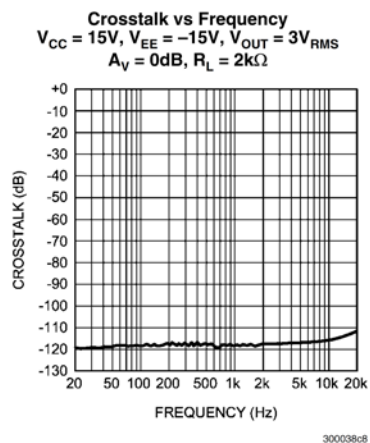
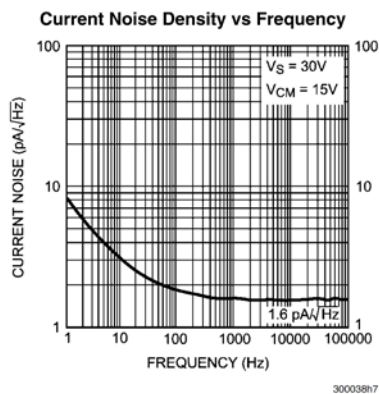
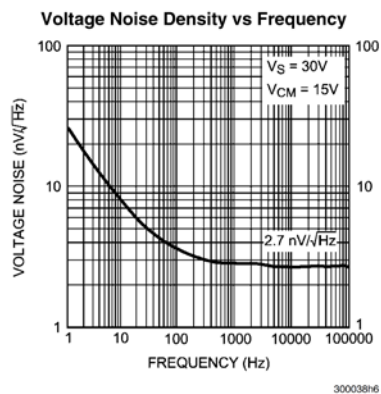
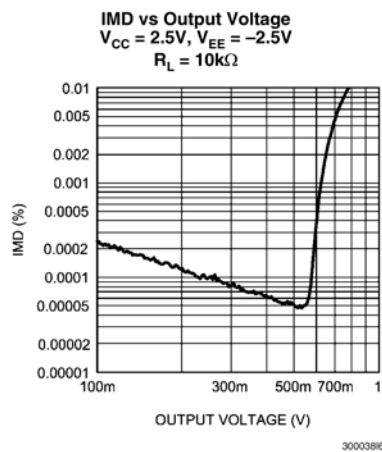
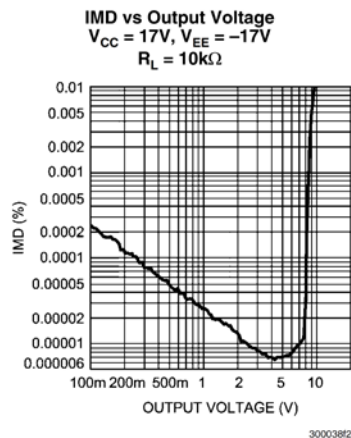
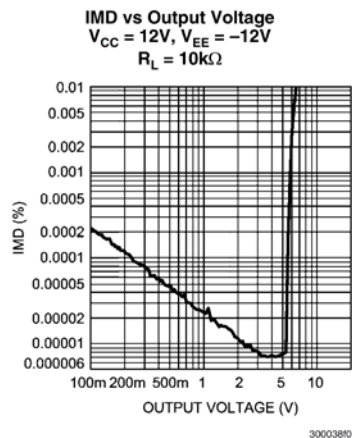


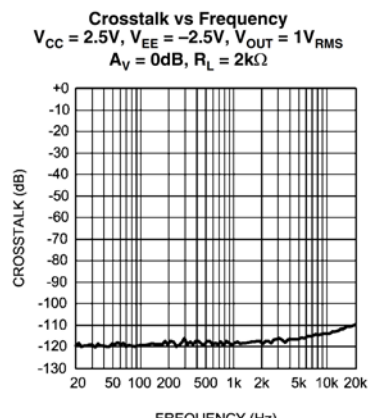
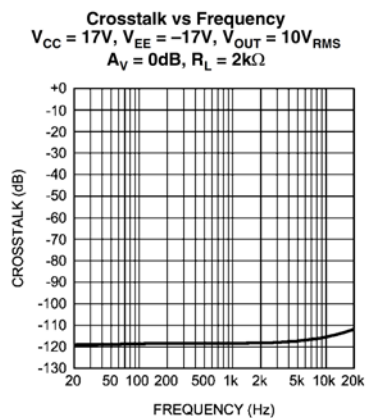
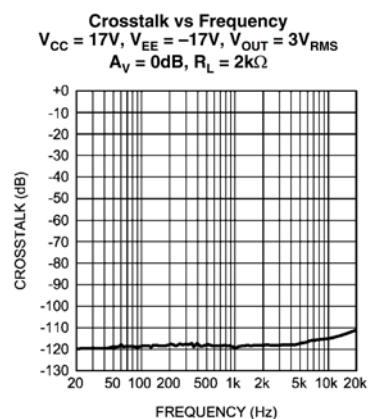
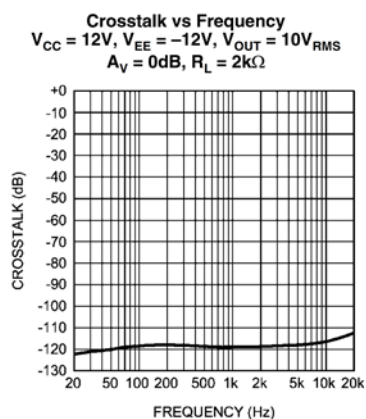
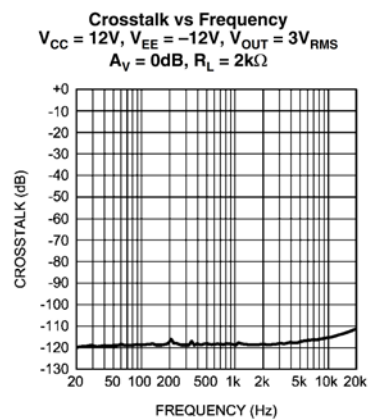
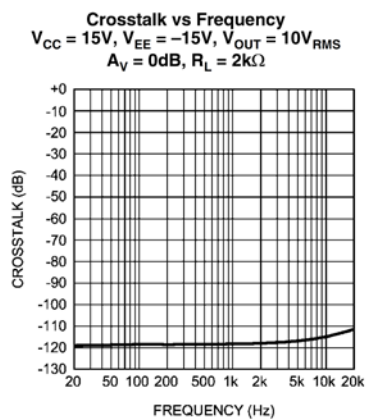
LME49720





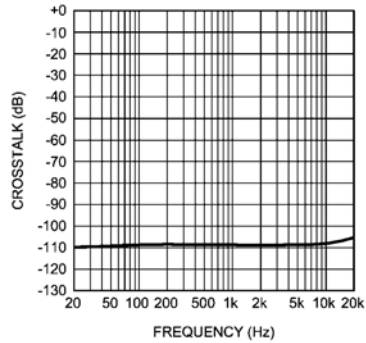
LME49720





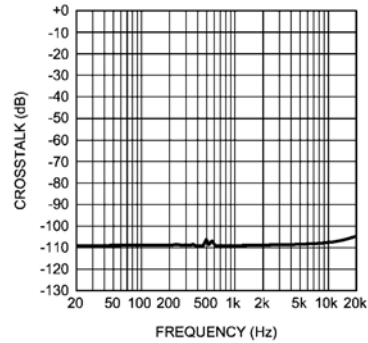
LME49720

Crosstalk vs Frequency
 $V_{CC} = 15V$, $V_{EE} = -15V$, $V_{OUT} = 3V_{RMS}$
 $A_V = 0dB$, $R_L = 600\Omega$



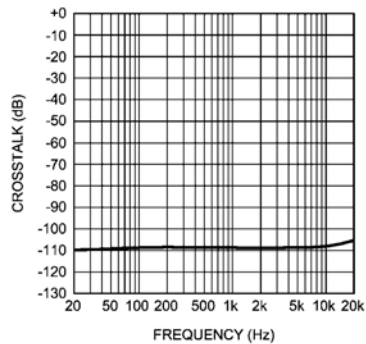
300038d6

Crosstalk vs Frequency
 $V_{CC} = 15V$, $V_{EE} = -15V$, $V_{OUT} = 10V_{RMS}$
 $A_V = 0dB$, $R_L = 600\Omega$



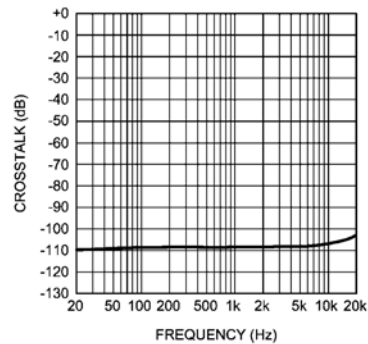
300038d7

Crosstalk vs Frequency
 $V_{CC} = 12V$, $V_{EE} = -12V$, $V_{OUT} = 3V_{RMS}$
 $A_V = 0dB$, $R_L = 600\Omega$



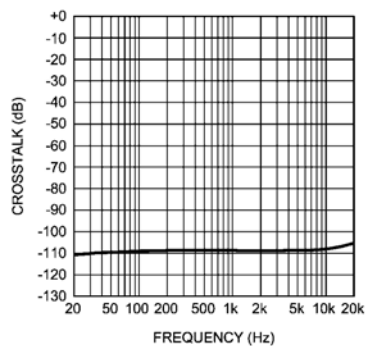
300038d4

Crosstalk vs Frequency
 $V_{CC} = 12V$, $V_{EE} = -12V$, $V_{OUT} = 10V_{RMS}$
 $A_V = 0dB$, $R_L = 600\Omega$



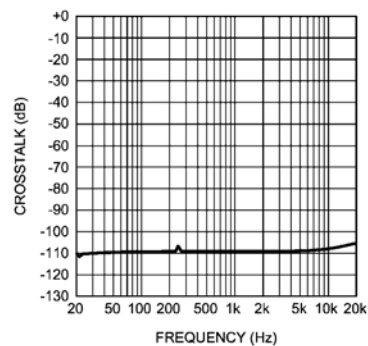
300038d5

Crosstalk vs Frequency
 $V_{CC} = 17V$, $V_{EE} = -17V$, $V_{OUT} = 3V_{RMS}$
 $A_V = 0dB$, $R_L = 600\Omega$



300038d8

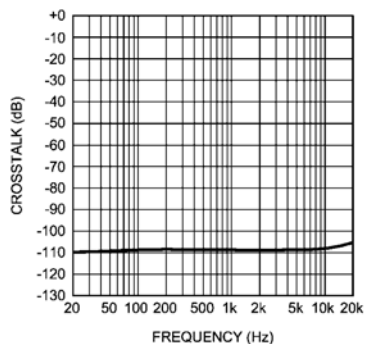
Crosstalk vs Frequency
 $V_{CC} = 17V$, $V_{EE} = -17V$, $V_{OUT} = 10V_{RMS}$
 $A_V = 0dB$, $R_L = 600\Omega$



300038d9

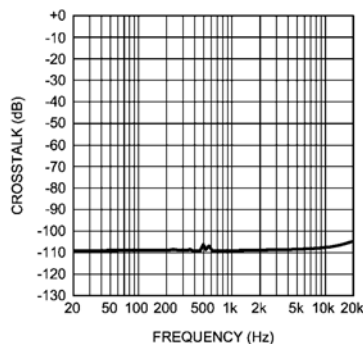
LME49720

Crosstalk vs Frequency
 $V_{CC} = 15V$, $V_{EE} = -15V$, $V_{OUT} = 3V_{RMS}$
 $A_V = 0dB$, $R_L = 600\Omega$



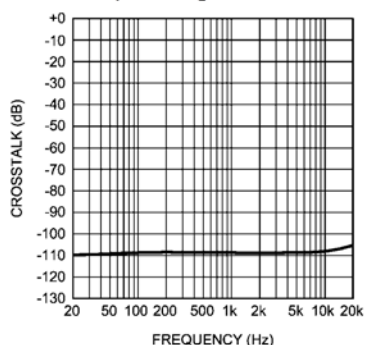
300038d6

Crosstalk vs Frequency
 $V_{CC} = 15V$, $V_{EE} = -15V$, $V_{OUT} = 10V_{RMS}$
 $A_V = 0dB$, $R_L = 600\Omega$



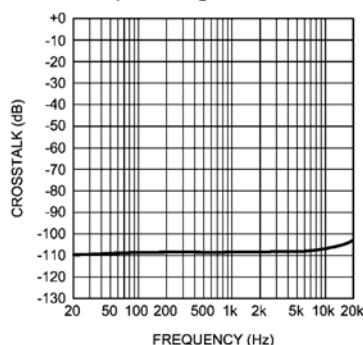
300038d7

Crosstalk vs Frequency
 $V_{CC} = 12V$, $V_{EE} = -12V$, $V_{OUT} = 3V_{RMS}$
 $A_V = 0dB$, $R_L = 600\Omega$



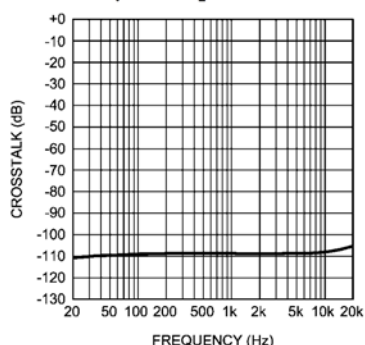
300038d4

Crosstalk vs Frequency
 $V_{CC} = 12V$, $V_{EE} = -12V$, $V_{OUT} = 10V_{RMS}$
 $A_V = 0dB$, $R_L = 600\Omega$



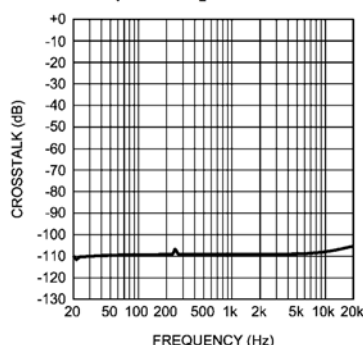
300038d5

Crosstalk vs Frequency
 $V_{CC} = 17V$, $V_{EE} = -17V$, $V_{OUT} = 3V_{RMS}$
 $A_V = 0dB$, $R_L = 600\Omega$

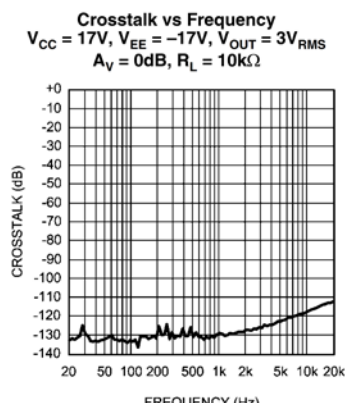
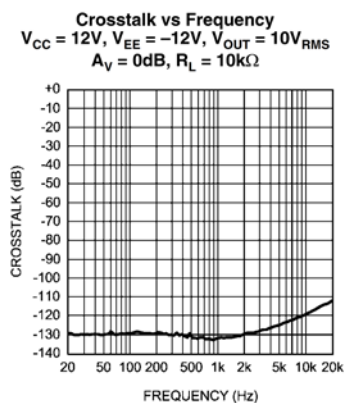
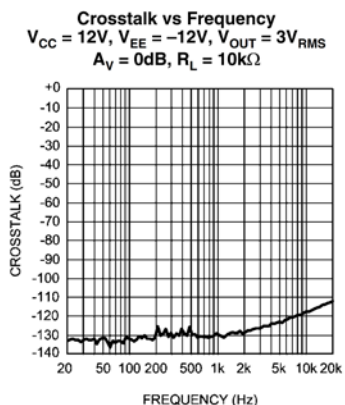
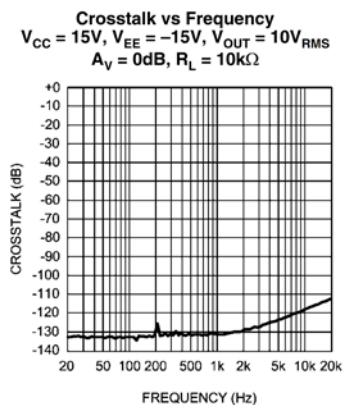
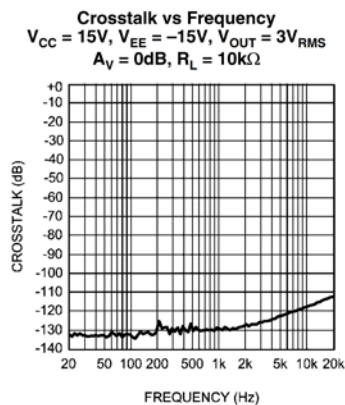
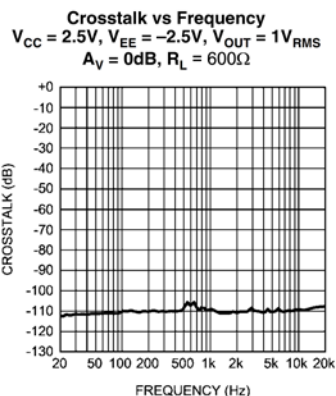


300038d8

Crosstalk vs Frequency
 $V_{CC} = 17V$, $V_{EE} = -17V$, $V_{OUT} = 10V_{RMS}$
 $A_V = 0dB$, $R_L = 600\Omega$

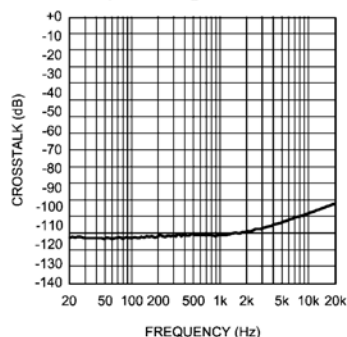


300038d9



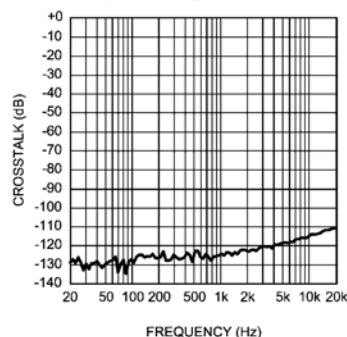
LME49720

Crosstalk vs Frequency
 $V_{CC} = 17V$, $V_{EE} = -17V$, $V_{OUT} = 10V_{RMS}$
 $A_V = 0dB$, $R_L = 10k\Omega$



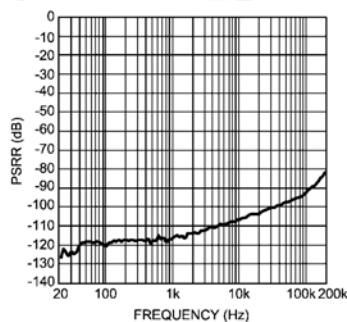
300038n3

Crosstalk vs Frequency
 $V_{CC} = 2.5V$, $V_{EE} = -2.5V$, $V_{OUT} = 1V_{RMS}$
 $A_V = 0dB$, $R_L = 10k\Omega$



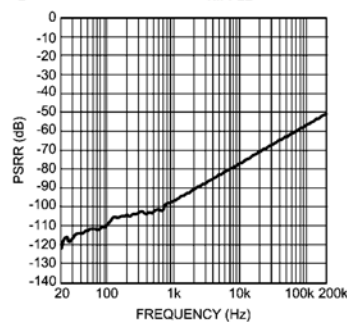
300038n4

PSRR+ vs Frequency
 $V_{CC} = 15V$, $V_{EE} = -15V$
 $R_L = 10k\Omega$, $f = 200kHz$, $V_{RIPPLE} = 200mV_{pp}$



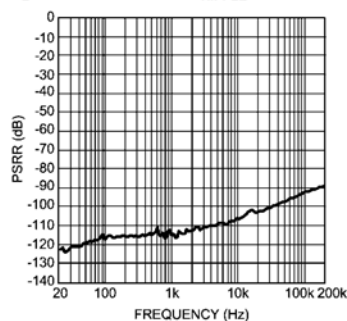
300038p2

PSRR- vs Frequency
 $V_{CC} = 15V$, $V_{EE} = -15V$
 $R_L = 10k\Omega$, $f = 200kHz$, $V_{RIPPLE} = 200mV_{pp}$



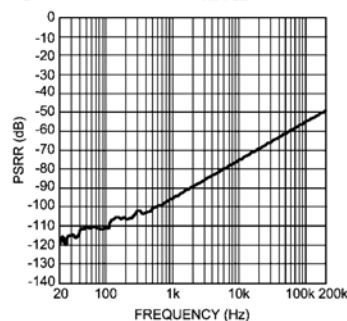
300038p5

PSRR+ vs Frequency
 $V_{CC} = 15V$, $V_{EE} = -15V$
 $R_L = 2k\Omega$, $f = 200kHz$, $V_{RIPPLE} = 200mV_{pp}$



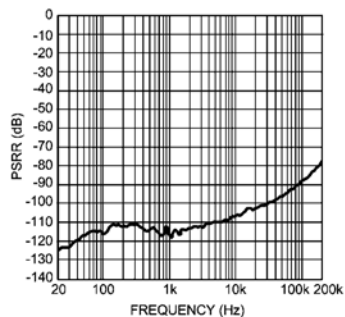
300038p3

PSRR- vs Frequency
 $V_{CC} = 15V$, $V_{EE} = -15V$
 $R_L = 2k\Omega$, $f = 200kHz$, $V_{RIPPLE} = 200mV_{pp}$



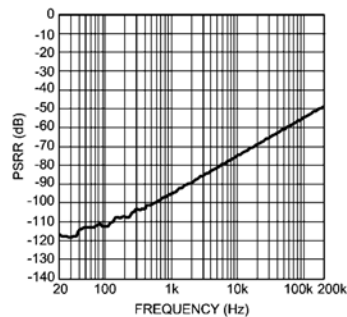
300038p6

PSRR+ vs Frequency
 $V_{CC} = 15V, V_{EE} = -15V$
 $R_L = 600\Omega, f = 200kHz, V_{RIPPLE} = 200mV_{pp}$



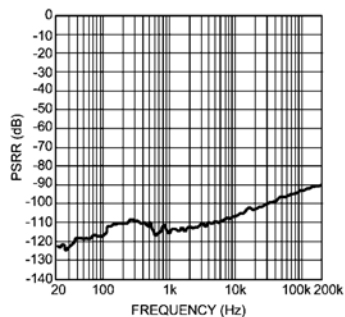
300038p1

PSRR- vs Frequency
 $V_{CC} = 15V, V_{EE} = -15V$
 $R_L = 600\Omega, f = 200kHz, V_{RIPPLE} = 200mV_{pp}$



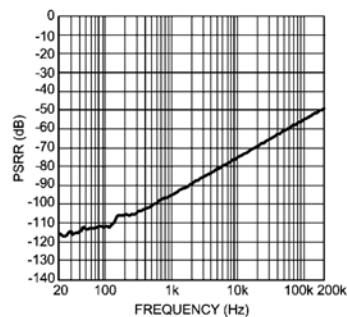
300038p4

PSRR+ vs Frequency
 $V_{CC} = 12V, V_{EE} = -12V$
 $R_L = 10k\Omega, f = 200kHz, V_{RIPPLE} = 200mV_{pp}$



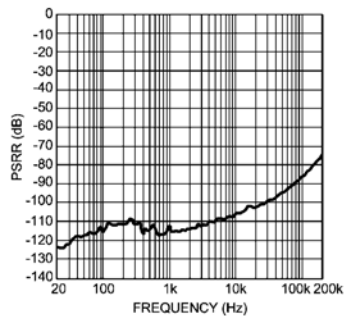
300038p8

PSRR- vs Frequency
 $V_{CC} = 12V, V_{EE} = -12V$
 $R_L = 10k\Omega, f = 200kHz, V_{RIPPLE} = 200mV_{pp}$



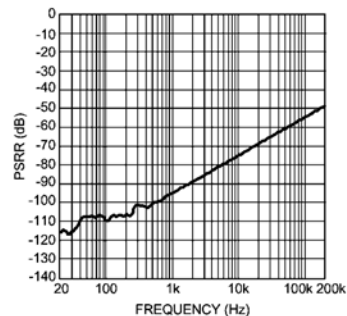
300038q1

PSRR+ vs Frequency
 $V_{CC} = 12V, V_{EE} = -12V$
 $R_L = 2k\Omega, f = 200kHz, V_{RIPPLE} = 200mV_{pp}$



300038p9

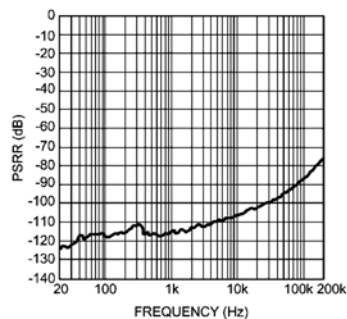
PSRR- vs Frequency
 $V_{CC} = 12V, V_{EE} = -12V$
 $R_L = 2k\Omega, f = 200kHz, V_{RIPPLE} = 200mV_{pp}$



300038q2

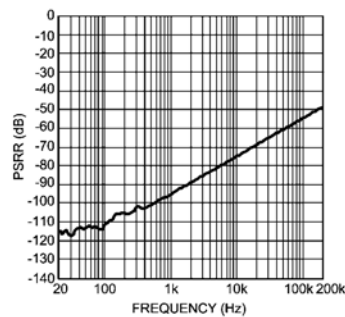
LME49720

PSRR+ vs Frequency
 $V_{CC} = 12V, V_{EE} = -12V$
 $R_L = 600\Omega, f = 200kHz, V_{RIPPLE} = 200mV_{pp}$



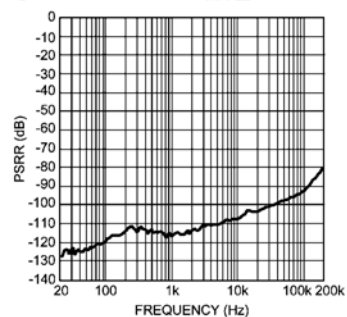
300038p7

PSRR- vs Frequency
 $V_{CC} = 12V, V_{EE} = -12V$
 $R_L = 600\Omega, f = 200kHz, V_{RIPPLE} = 200mV_{pp}$



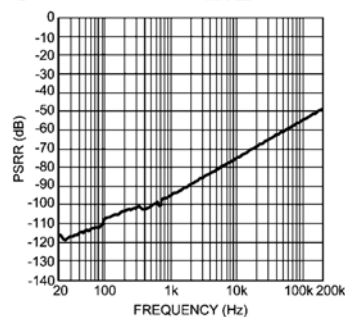
300038q0

PSRR+ vs Frequency
 $V_{CC} = 17V, V_{EE} = -17V$
 $R_L = 10k\Omega, f = 200kHz, V_{RIPPLE} = 200mV_{pp}$



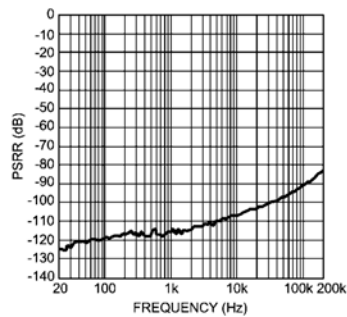
300038r0

PSRR- vs Frequency
 $V_{CC} = 17V, V_{EE} = -17V$
 $R_L = 10k\Omega, f = 200kHz, V_{RIPPLE} = 200mV_{pp}$



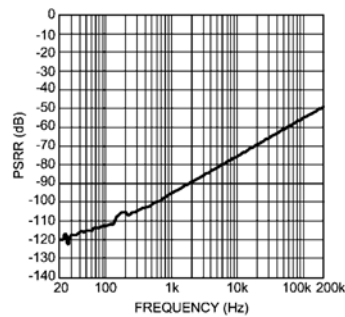
300038r3

PSRR+ vs Frequency
 $V_{CC} = 17V, V_{EE} = -17V$
 $R_L = 2k\Omega, f = 200kHz, V_{RIPPLE} = 200mV_{pp}$



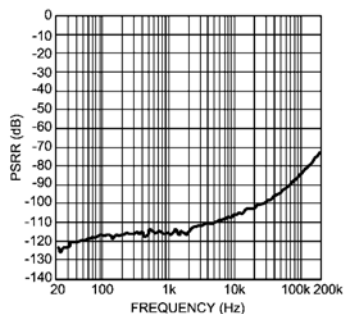
300038r1

PSRR- vs Frequency
 $V_{CC} = 17V, V_{EE} = -17V$
 $R_L = 2k\Omega, f = 200kHz, V_{RIPPLE} = 200mV_{pp}$



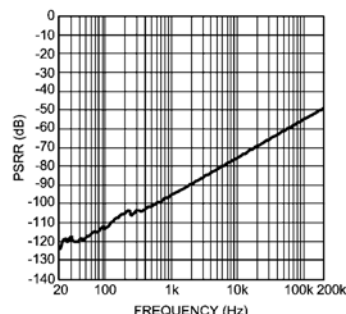
300038r4

PSRR+ vs Frequency
 $V_{CC} = 17V, V_{EE} = -17V$
 $R_L = 600\Omega, f = 200kHz, V_{RIPPLE} = 200mVpp$



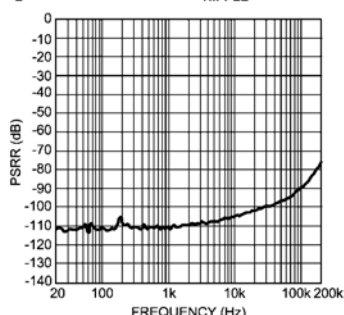
300038q9

PSRR- vs Frequency
 $V_{CC} = 17V, V_{EE} = -17V$
 $R_L = 600\Omega, f = 200kHz, V_{RIPPLE} = 200mVpp$



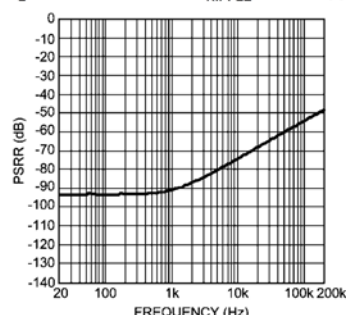
300038r2

PSRR+ vs Frequency
 $V_{CC} = 2.5V, V_{EE} = -2.5V$
 $R_L = 10k\Omega, f = 200kHz, V_{RIPPLE} = 200mVpp$



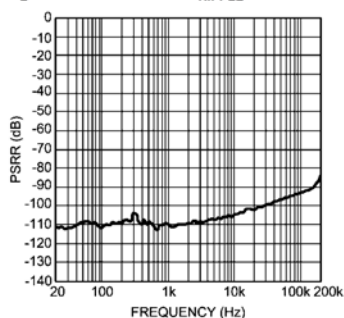
300038q4

PSRR- vs Frequency
 $V_{CC} = 2.5V, V_{EE} = -2.5V$
 $R_L = 10k\Omega, f = 200kHz, V_{RIPPLE} = 200mVpp$



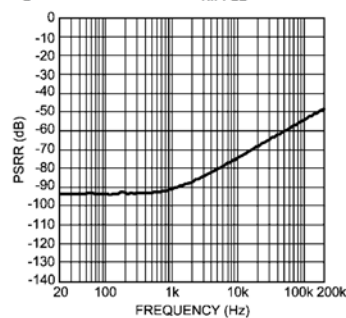
300038q7

PSRR+ vs Frequency
 $V_{CC} = 2.5V, V_{EE} = -2.5V$
 $R_L = 2k\Omega, f = 200kHz, V_{RIPPLE} = 200mVpp$



300038q5

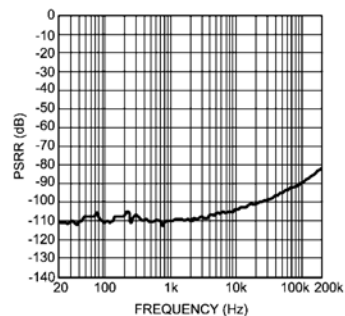
PSRR- vs Frequency
 $V_{CC} = 2.5V, V_{EE} = -2.5V$
 $R_L = 2k\Omega, f = 200kHz, V_{RIPPLE} = 200mVpp$



300038q8

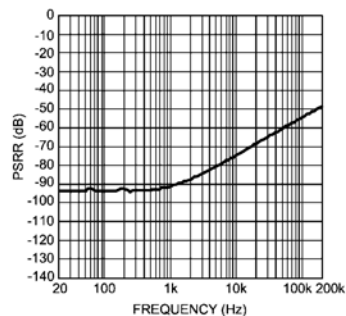
LME49720

PSRR+ vs Frequency
 $V_{CC} = 2.5V$, $V_{EE} = -2.5V$
 $R_L = 600\Omega$, $f = 200kHz$, $V_{RIPPLE} = 200mV_{pp}$



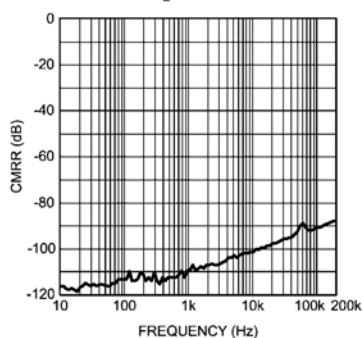
300038q3

PSRR- vs Frequency
 $V_{CC} = 2.5V$, $V_{EE} = -2.5V$
 $R_L = 600\Omega$, $f = 200kHz$, $V_{RIPPLE} = 200mV_{pp}$



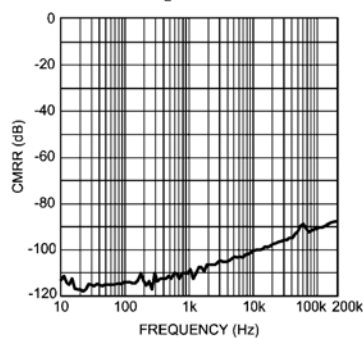
300038q6

CMRR vs Frequency
 $V_{CC} = 15V$, $V_{EE} = -15V$
 $R_L = 2k\Omega$



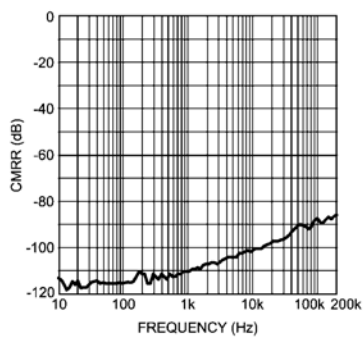
300038g0

CMRR vs Frequency
 $V_{CC} = 12V$, $V_{EE} = -12V$
 $R_L = 2k\Omega$



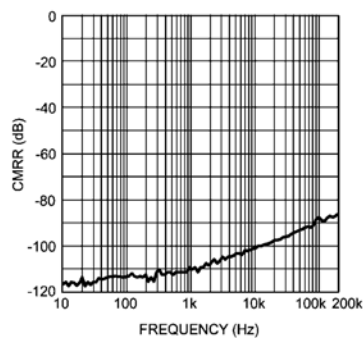
300038f7

CMRR vs Frequency
 $V_{CC} = 17V$, $V_{EE} = -17V$
 $R_L = 2k\Omega$

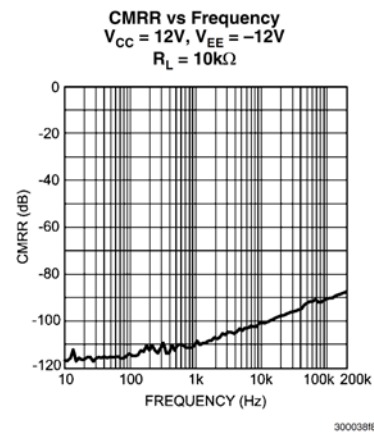
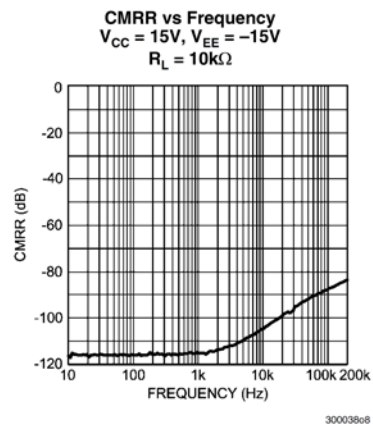
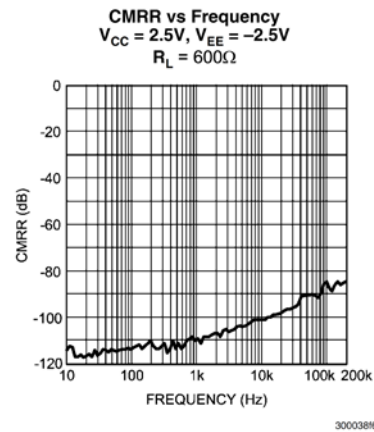
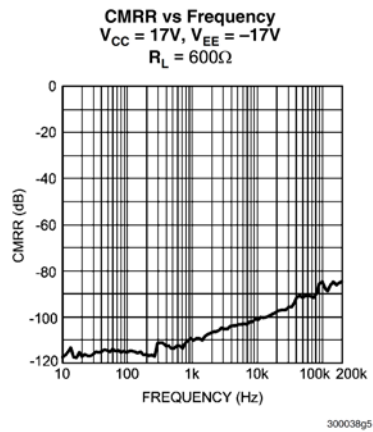
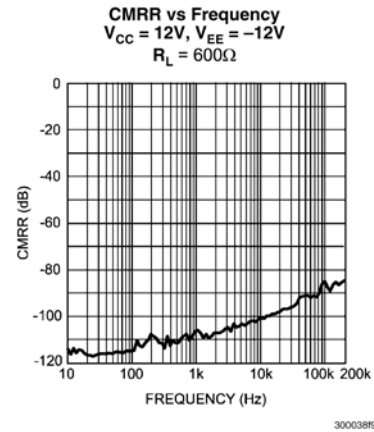
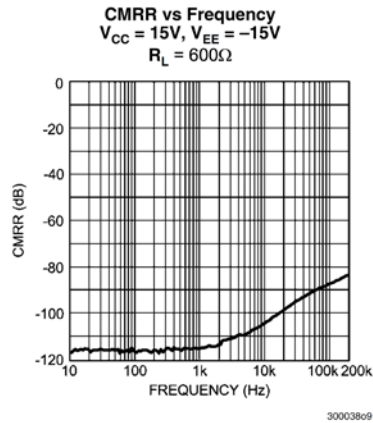


300038g3

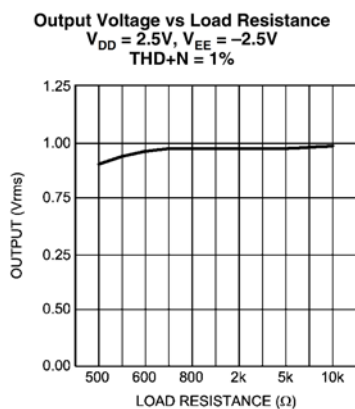
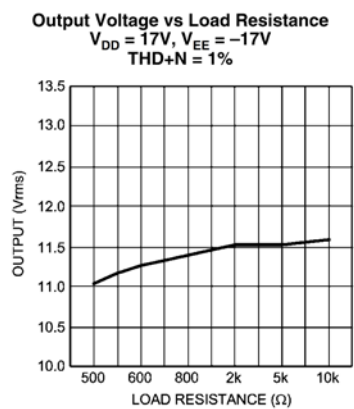
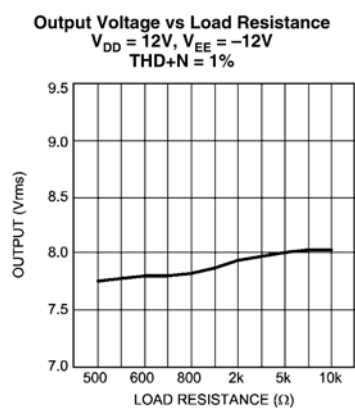
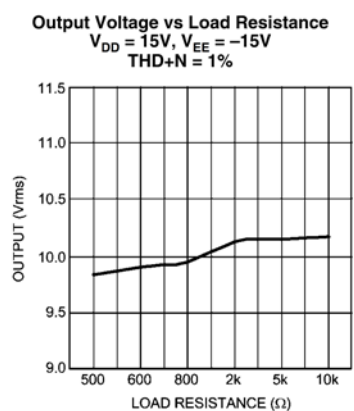
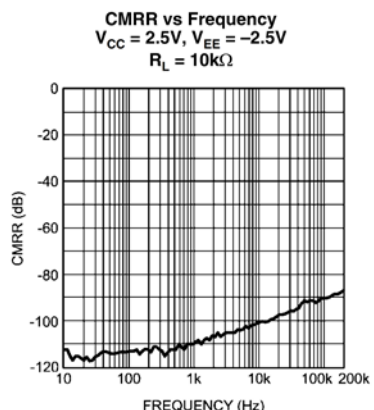
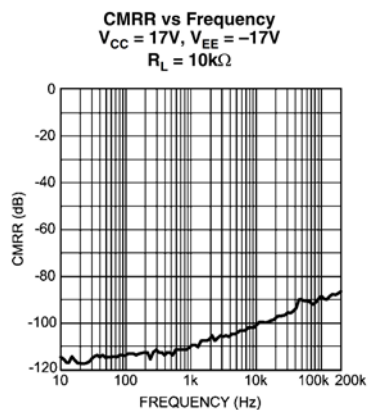
CMRR vs Frequency
 $V_{CC} = 2.5V$, $V_{EE} = -2.5V$
 $R_L = 2k\Omega$



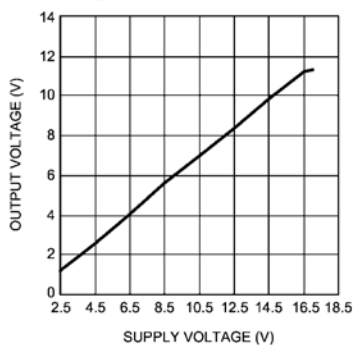
300038f4



LME49720

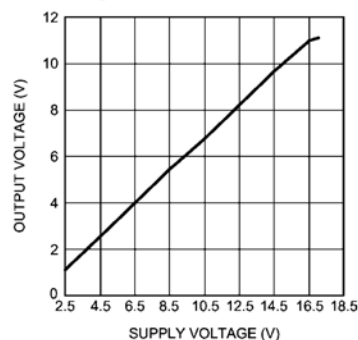


Output Voltage vs Supply Voltage
 $R_L = 2k\Omega$, THD+N = 1%



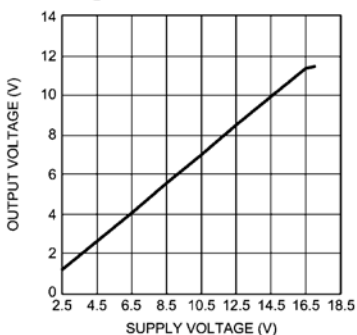
300038j9

Output Voltage vs Supply Voltage
 $R_L = 600\Omega$, THD+N = 1%



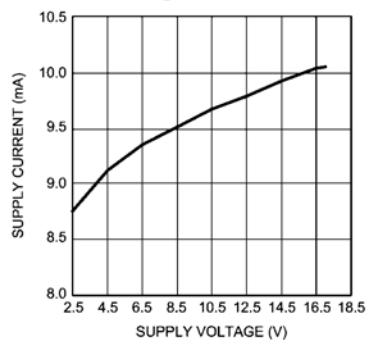
300038j8

Output Voltage vs Supply Voltage
 $R_L = 10k\Omega$, THD+N = 1%



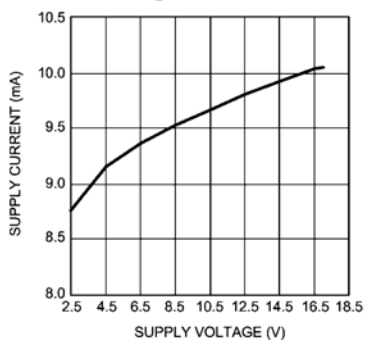
300038k0

Supply Current vs Supply Voltage
 $R_L = 2k\Omega$



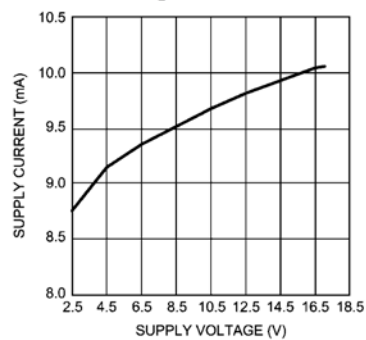
300038j6

Supply Current vs Supply Voltage
 $R_L = 600\Omega$



300038j5

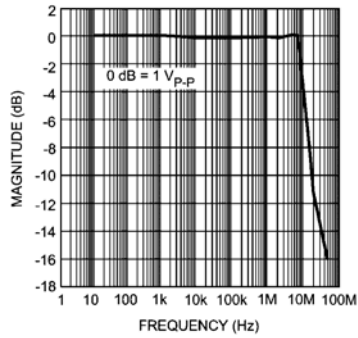
Supply Current vs Supply Voltage
 $R_L = 10k\Omega$



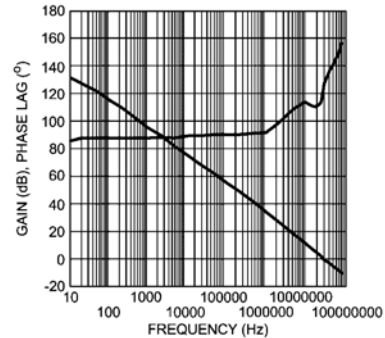
300038j7

LME49720

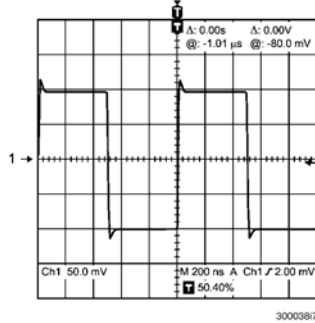
Full Power Bandwidth vs Frequency



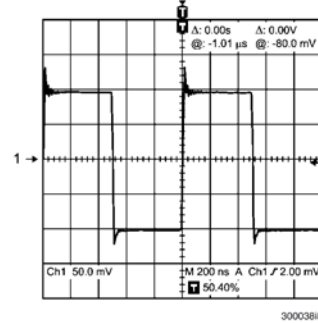
Gain Phase vs Frequency



Small-Signal Transient Response
 $A_V = 1$, $C_L = 10\text{pF}$



Small-Signal Transient Response
 $A_V = 1$, $C_L = 100\text{pF}$



Application Information

DISTORTION MEASUREMENTS

The vanishingly low residual distortion produced by LME49720 is below the capabilities of all commercially available equipment. This makes distortion measurements just slightly more difficult than simply connecting a distortion meter to the amplifier's inputs and outputs. The solution, however, is quite simple: an additional resistor. Adding this resistor extends the resolution of the distortion measurement equipment.

The LME49720's low residual distortion is an input referred internal error. As shown in Figure 1, adding the 10Ω resistor connected between the amplifier's inverting and non-inverting

inputs changes the amplifier's noise gain. The result is that the error signal (distortion) is amplified by a factor of 101. Although the amplifier's closed-loop gain is unaltered, the feedback available to correct distortion errors is reduced by 101, which means that measurement resolution increases by 101. To ensure minimum effects on distortion measurements, keep the value of R1 low as shown in Figure 1.

This technique is verified by duplicating the measurements with high closed loop gain and/or making the measurements at high frequencies. Doing so produces distortion components that are within the measurement equipment's capabilities. This datasheet's THD+N and IMD values were generated using the above described circuit connected to an Audio Precision System Two Cascade.

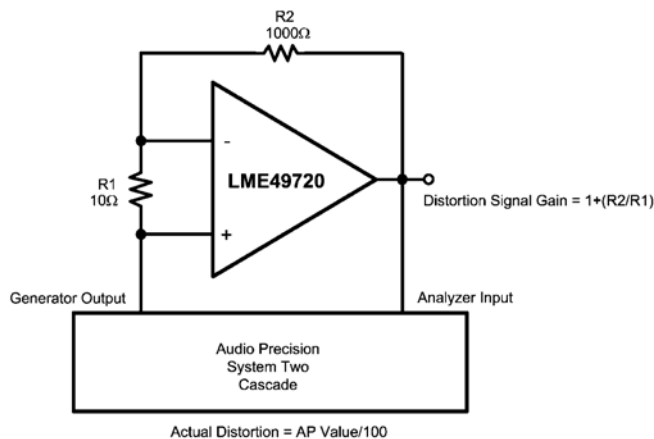


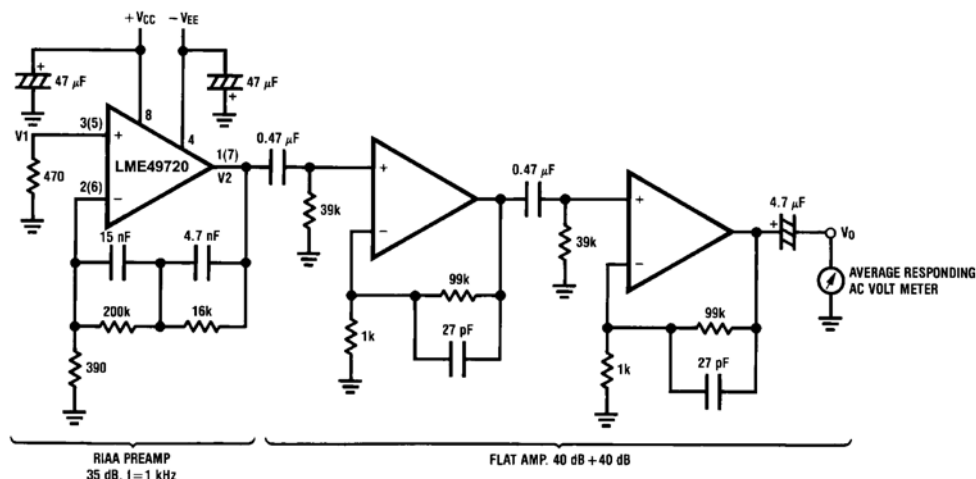
FIGURE 1. THD+N and IMD Distortion Test Circuit

LME49720

The LME49720 is a high speed op amp with excellent phase margin and stability. Capacitive loads up to 100pF will cause little change in the phase characteristics of the amplifiers and are therefore allowable.

Capacitive loads greater than 100pF must be isolated from the output. The most straightforward way to do this is to put

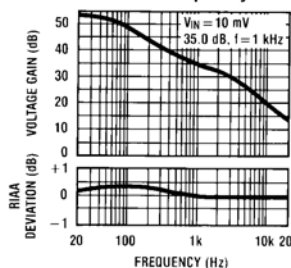
a resistor in series with the output. This resistor will also prevent excess power dissipation if the output is accidentally shorted.



Complete shielding is required to prevent induced pick up from external sources. Always check with oscilloscope for power line noise.

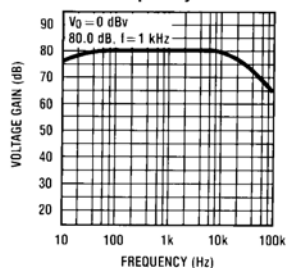
Noise Measurement Circuit
Total Gain: 115 dB @ $f = 1$ kHz
Input Referred Noise Voltage: $e_n = V_0/560,000$ (V)

RIAA Preamp Voltage Gain, RIAA
Deviation vs Frequency



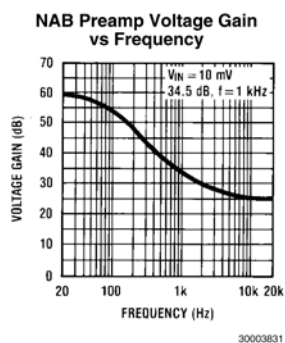
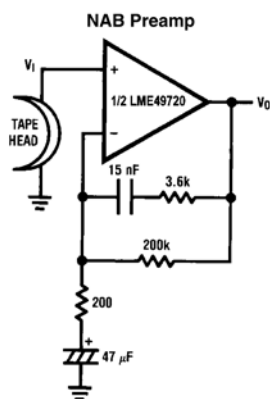
30003828

Flat Amp Voltage Gain vs
Frequency



30003829

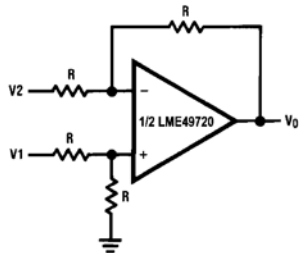
TYPICAL APPLICATIONS



$A_v = 34.5$
 $F = 1 \text{ kHz}$
 $E_n = 0.38 \mu\text{V}$
A Weighted

30003830

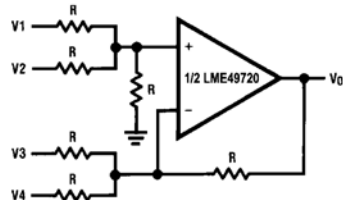
Balanced to Single Ended Converter



$V_O = V_1 - V_2$

30003832

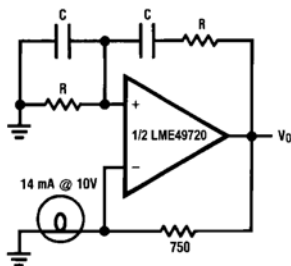
Adder/Subtractor



$V_O = V_1 + V_2 - V_3 - V_4$

30003833

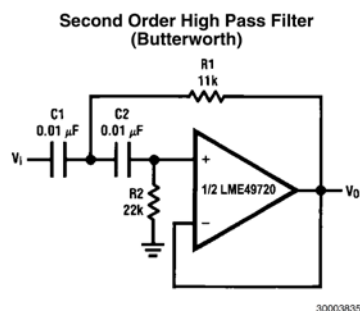
Sine Wave Oscillator



30003834

$$f_o = \frac{1}{2\pi RC}$$

LME49720

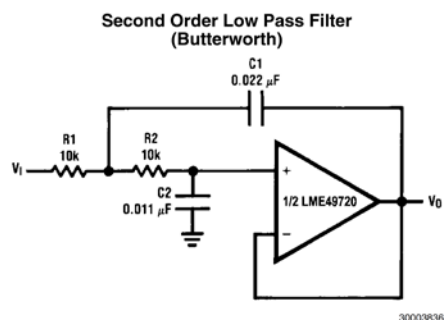


if $C_1 = C_2 = C$

$$R_1 = \frac{\sqrt{2}}{2\omega_0 C}$$

$$R_2 = 2 \cdot R_1$$

Illustration is $f_0 = 1 \text{ kHz}$

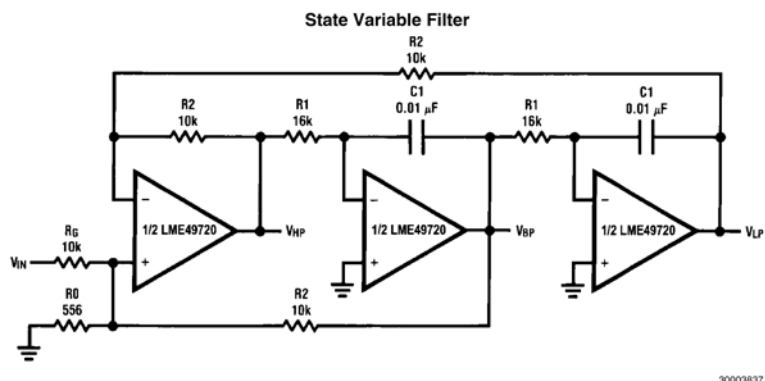


if $R_1 = R_2 = R$

$$C_1 = \frac{\sqrt{2}}{\omega_0 R}$$

$$C_2 = \frac{C_1}{2}$$

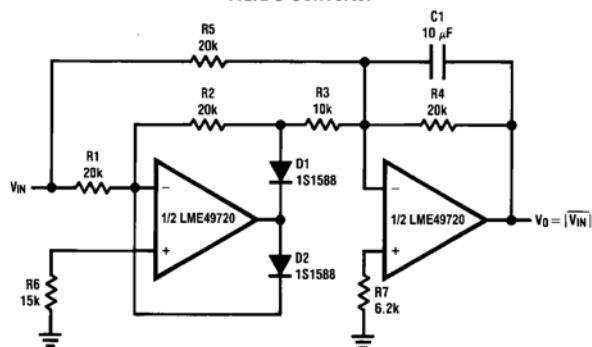
Illustration is $f_0 = 1 \text{ kHz}$



$$f_0 = \frac{1}{2\pi C_1 R_1}, Q = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{R_2}{R_0} + \frac{R_2}{R_G} \right), A_{BP} = Q A_{LP} = Q A_{HP} = \frac{R_2}{R_G}$$

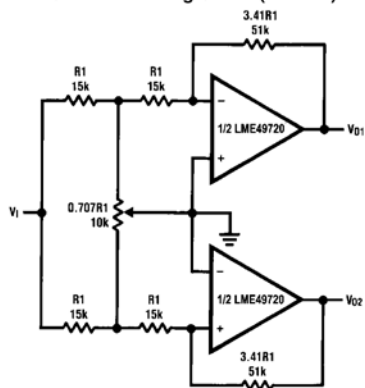
Illustration is $f_0 = 1 \text{ kHz}$, $Q = 10$, $A_{BP} = 1$

AC/DC Converter



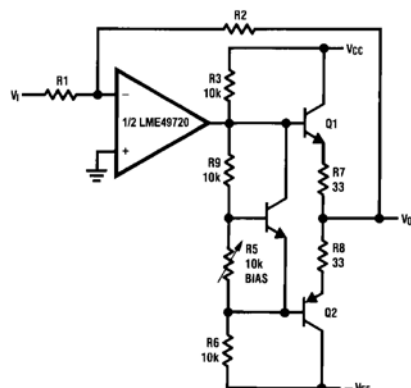
30003838

2 Channel Panning Circuit (Pan Pot)



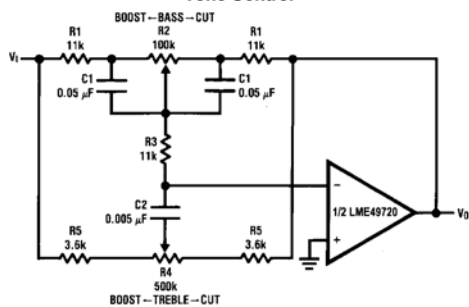
30003839

Line Driver



30003840

Tone Control



300038p0

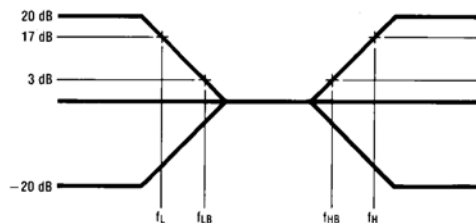
$$f_L = \frac{1}{2\pi R_2 C_1}, f_{LB} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi R_5 C_2}, f_{HB} = \frac{1}{2\pi (R_1 + R_5 + 2R_3) C_2}$$

LME49720

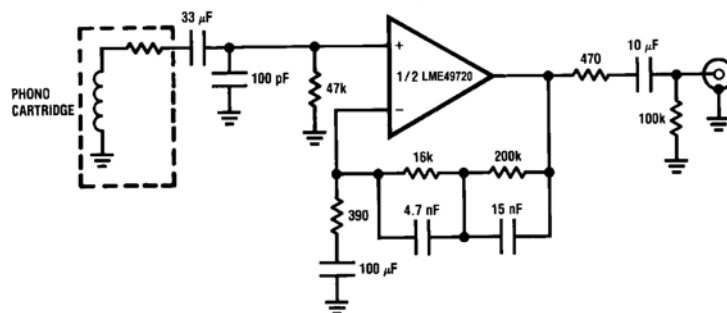
Illustration is:

$f_L = 32 \text{ Hz}$, $f_{LB} = 320 \text{ Hz}$
 $f_H = 11 \text{ kHz}$, $f_{HB} = 1.1 \text{ kHz}$



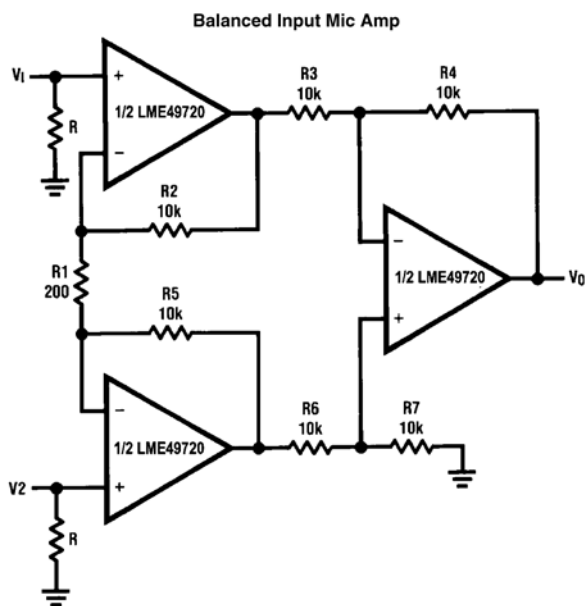
30003842

RIAA Preamp



30003803

$A_v = 35 \text{ dB}$
 $E_n = 0.33 \mu\text{V}$
 $S/N = 90 \text{ dB}$
 $f = 1 \text{ kHz}$
A Weighted
A Weighted, $V_{IN} = 10 \text{ mV}$
@ $f = 1 \text{ kHz}$



30003843

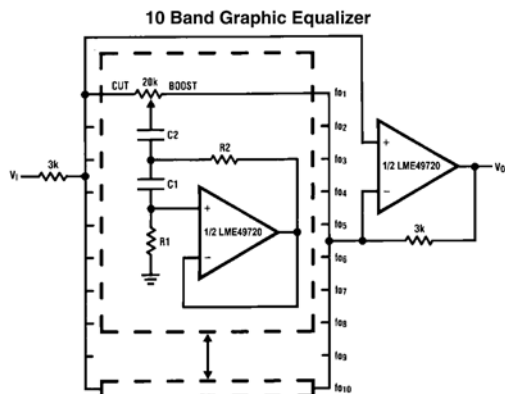
If $R_2 = R_5$, $R_3 = R_6$, $R_4 = R_7$

$$V_0 = \left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right) \frac{R_4}{R_3} (V_2 - V_1)$$

Illustration is:

$$V_0 = 101(V_2 - V_1)$$

LME49720



30003844

fo (Hz)	C ₁	C ₂	R ₁	R ₂
32	0.12μF	4.7μF	75kΩ	500Ω
64	0.056μF	3.3μF	68kΩ	510Ω
125	0.033μF	1.5μF	62kΩ	510Ω
250	0.015μF	0.82μF	68kΩ	470Ω
500	8200pF	0.39μF	62kΩ	470Ω
1k	3900pF	0.22μF	68kΩ	470Ω
2k	2000pF	0.1μF	68kΩ	470Ω
4k	1100pF	0.056μF	62kΩ	470Ω
8k	510pF	0.022μF	68kΩ	510Ω
16k	330pF	0.012μF	51kΩ	510Ω

Note 9: At volume of change = ±12 dB
Q = 1.7

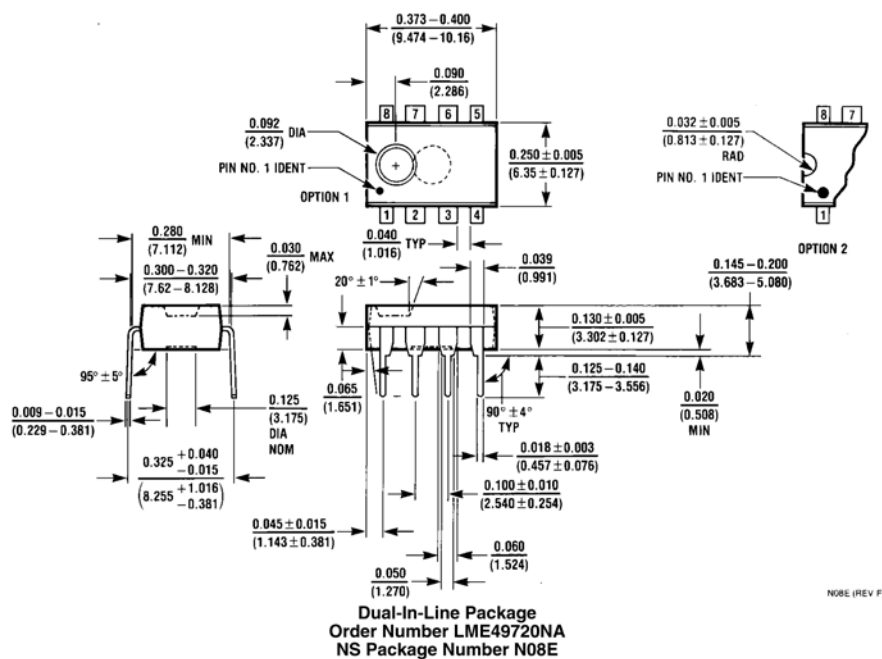
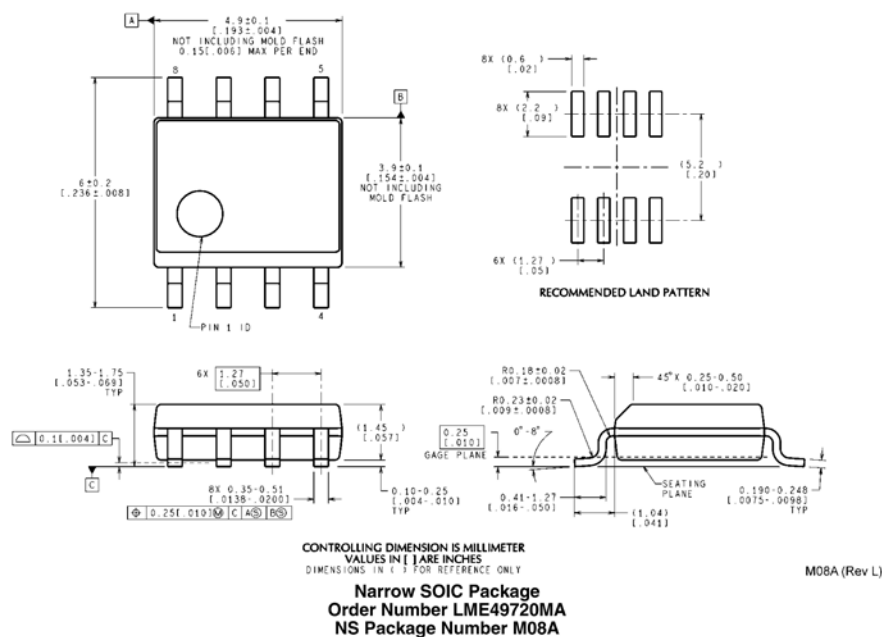
Reference: "AUDIO/RADIO HANDBOOK", National Semiconductor, 1980, Page 2-61

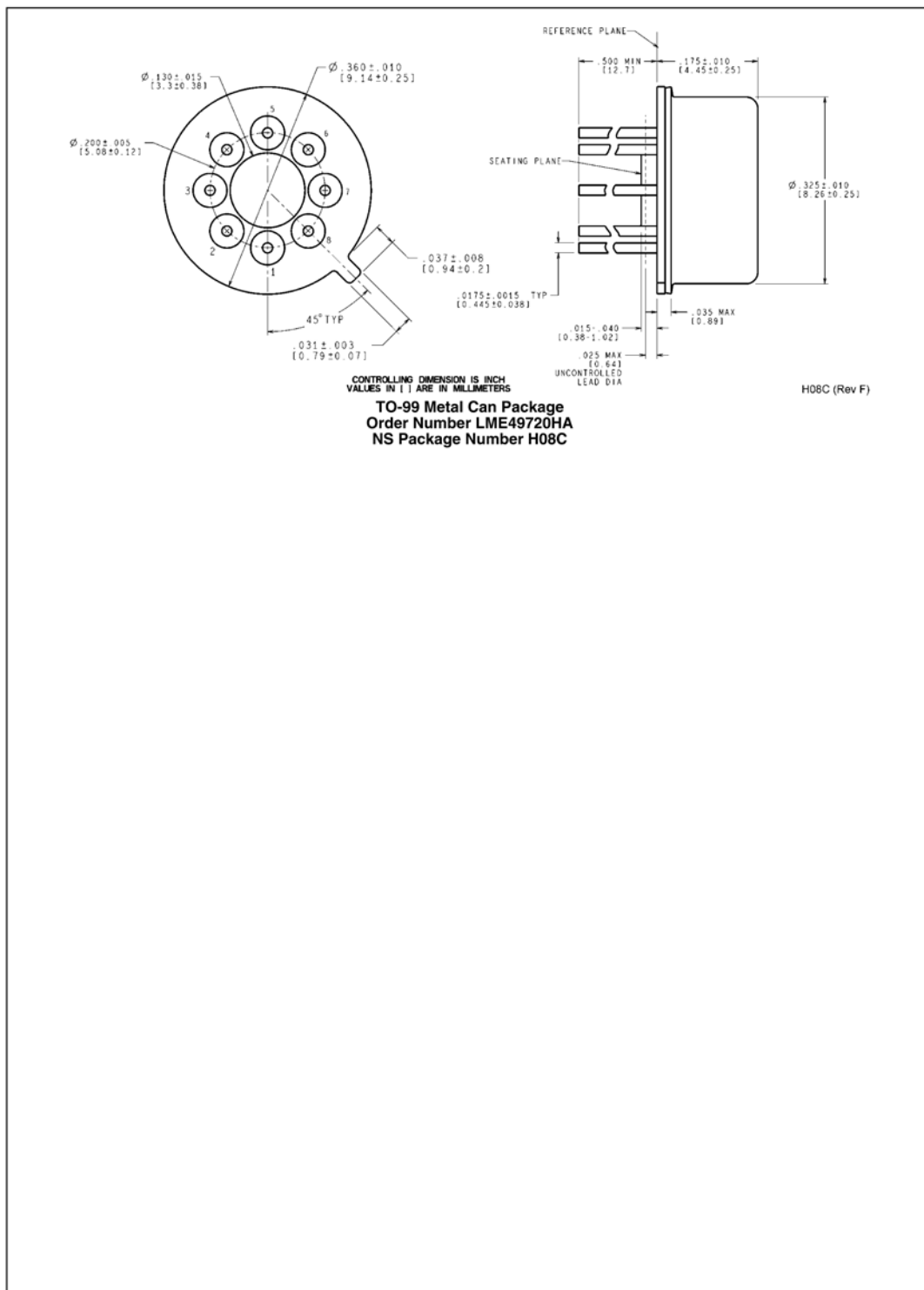
Revision History

Rev	Date	Description
1.0	03/30/07	Initial release.
1.1	05/03/07	Put the "general note" under the EC table.
1.2	10/22/07	Replaced all the PSRR curves.

LME49720

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted





LME49720

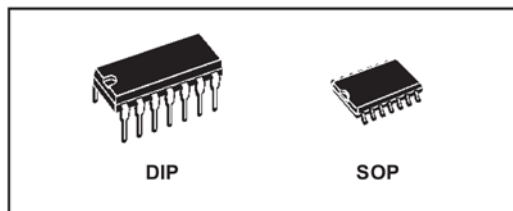
6.4.2. HCF 4066



HCF4066B

QUAD BILATERAL SWITCH FOR TRANSMISSION OR MULTIPLEXING OF ANALOG OR DIGITAL SIGNALS

- 15V DIGITAL OR $\pm 7.5V$ PEAK TO PEAK SWITCHING
- 125 Ω TYPICAL ON RESISTANCE FOR 15V OPERATION
- SWITCH ON RESISTANCE MATCHED TO WITHIN 5 Ω TYP. OVER 15V SIGNAL INPUT RANGE
- ON RESISTANCE FLAT OVER FULL PEAK TO PEAK SIGNAL RANGE
- HIGH ON/OFF OUTPUT VOLTAGE RATIO : 65dB TYP. at $f_{IS} = 10KHz$, $R_L = 10K\Omega$
- HIGH DEGREE OF LINEARITY : < 0.5% DISTORTION TYP. at $f_{IS} = 1KHz$, $V_{IS} = 5 V_{pp}$, $V_{DD} - V_{SS} \geq 10V$, $R_L = 10K\Omega$
- EXTREMELY LOW OFF SWITCH LEAKAGE RESULTING IN VERY LOW OFFSET CURRENT AND HIGH EFFECTIVE OFF RESISTANCE : 10pA TYP. at $V_{DD} - V_{SS} = 10V$, $T_{amb} = 25^\circ C$
- EXTREMELY HIGH CONTROL INPUT IMPEDANCE (control circuit isolated from signal circuit $10^{12}\Omega$ typ.)
- LOW CROSSTALK BETWEEN SWITCHES : 50dB Typ. at $f_{IS} = 0.9MHz$, $R_L = 1K\Omega$
- MATCHED CONTROL - INPUT TO SIGNAL OUTPUT CAPACITANCE : REDUCES OUTPUT SIGNAL TRANSIENTS
- FREQUENCY RESPONSE SWITCH ON : 40MHz (Typ.)
- QUIESCENT CURRENT SPECIF. UP TO 20V
- 5V, 10V AND 15V PARAMETRIC RATINGS



ORDER CODES

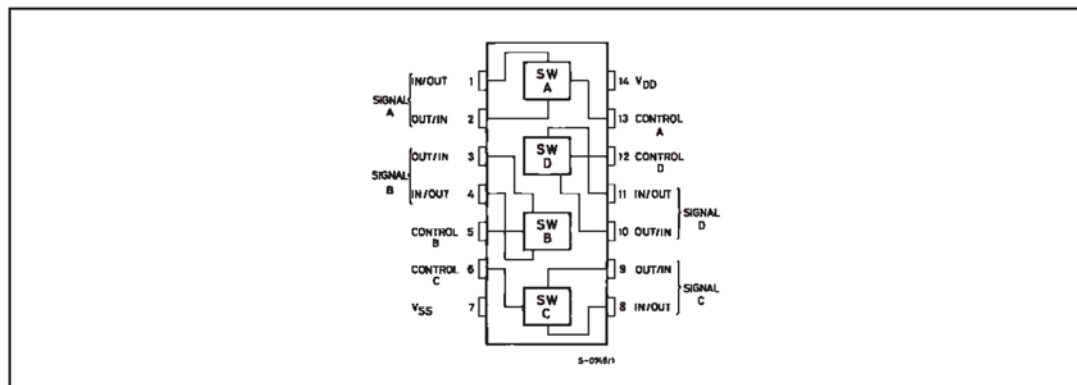
PACKAGE	TUBE	T & R
DIP	HCF4066BEY	
SOP	HCF4066BM1	HCF4066M013TR

- INPUT LEAKAGE CURRENT
 $I_I = 100nA$ (MAX) AT $V_{DD} = 18V$ $T_A = 25^\circ C$
- 100% TESTED FOR QUIESCENT CURRENT
- MEETS ALL REQUIREMENTS OF JEDEC JESD13B "STANDARD SPECIFICATIONS FOR DESCRIPTION OF B SERIES CMOS DEVICES"

DESCRIPTION

The HCF4066B is a monolithic integrated circuit fabricated in Metal Oxide Semiconductor technology available in DIP and SOP packages. The HCF4066B is a QUAD BILATERAL SWITCH intended for the transmission or multiplexing of analog or digital signals. It is pin for pin compatible with HCF4016B, but exhibits a much lower ON resistance. In addition,

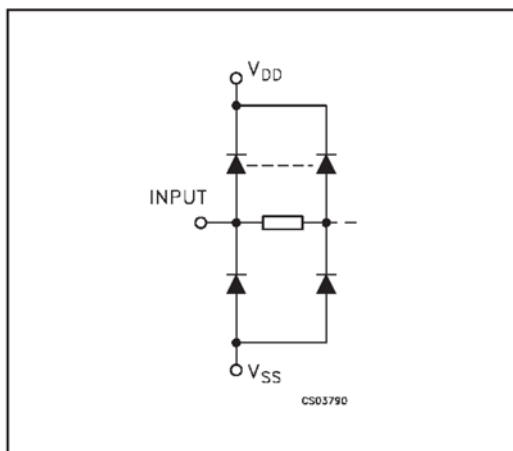
PIN CONNECTION



HCF4066B

the ON resistance is relatively constant over the full input signal range. The HCF4066B consists of four independent bilateral switches. A single control signal is required per switch. Both the p and n device in a given switch are biased ON or OFF simultaneously by the control signal. As shown in schematic diagram, the well of the n-channel device on each switch is either tied to the input when the switch is ON or to V_{SS} when the switch is OFF. This configuration eliminates

INPUT EQUIVALENT CIRCUIT



the variation of the switch-transistor threshold voltage with input signal, and thus keeps the ON resistance low over the full operating signal range. The advantages over single channel switches include peak input signal voltage swings equal to the full supply voltage, and more constant ON impedance over the input signal range. For sample and hold applications, however, the HCF4016B is recommended.

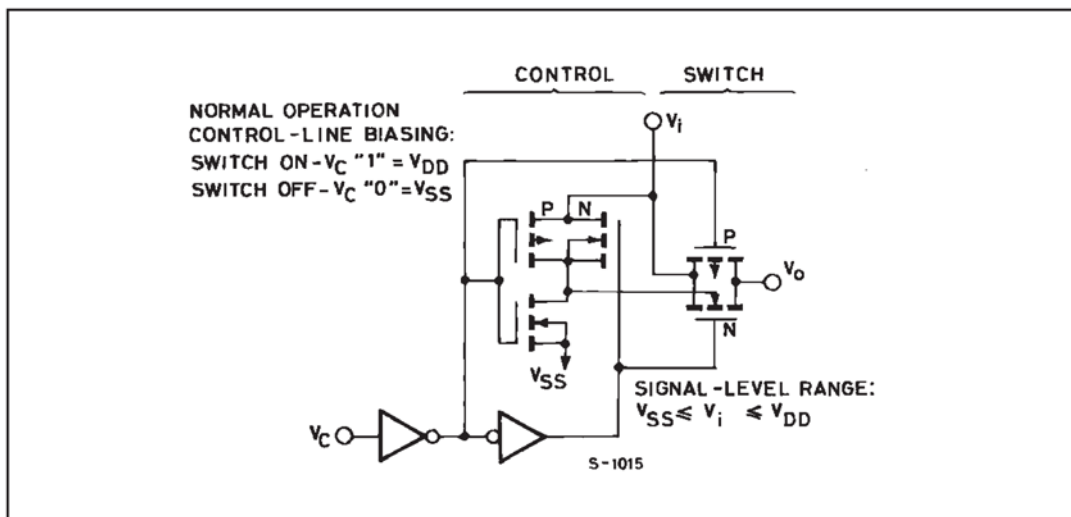
PIN DESCRIPTION

PIN No	SYMBOL	NAME AND FUNCTION
1, 4, 8, 11	A to D I/O	Independent Inputs/Outputs
2, 3, 9, 10	A to D O/I	Independent Outputs/Inputs
13, 5, 6, 12	CONTROL A to D	Enable Inputs
7	V_{SS}	Negative Supply Voltage
14	V_{DD}	Positive Supply Voltage

TRUTH TABLE

CONTROL	SWITCH FUNCTION
H	ON
L	OFF

SCHEMATIC DIAGRAM (1 OF 4 IDENTICAL SWITCHES AND ITS ASSOCIATED CONTROL CIRCUITY)



HCF4066B

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{DD}	Supply Voltage	-0.5 to +22	V
V_I	DC Input Voltage	-0.5 to $V_{DD} + 0.5$	V
I_I	DC Input Current	± 10	mA
P_D	Power Dissipation per Package	200	mW
	Power Dissipation per Output Transistor	100	mW
T_{op}	Operating Temperature	-55 to +125	°C
T_{stg}	Storage Temperature	-65 to +150	°C

Absolute Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur. Functional operation under these conditions is not implied.

All voltage values are referred to V_{SS} pin voltage.

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{DD}	Supply Voltage	3 to 20	V
V_I	Input Voltage	0 to V_{DD}	V
T_{op}	Operating Temperature	-55 to 125	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

($T_{amb} = 25^\circ\text{C}$, Typical temperature coefficient for all V_{DD} value is 0.3 %/°C)

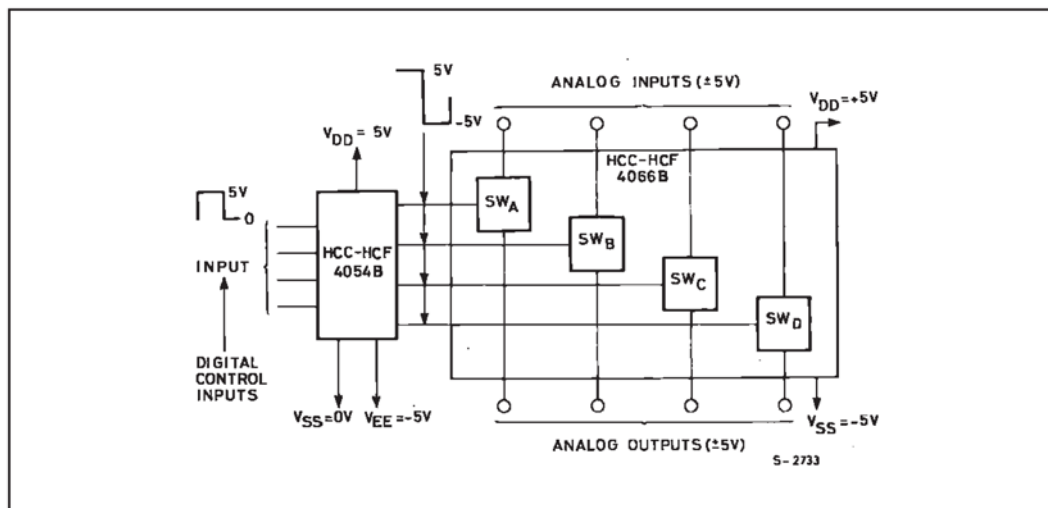
Symbol	Parameter	Test Condition			Value						Unit	
			V _I (V)	V _{DD} (V)	T _A = 25°C			-40 to 85°C		-55 to 125°C		
					Min.	Typ.	Max.	Min.	Max.	Min.		Max.
I _L	Quiescent Device Current (all switches ON or all switches OFF)		0/5	5		0.01	0.25		7.5		7.5	μA
			0/10	10		0.01	0.5		15		15	
			0/15	15		0.01	1		30		30	
			0/20	20		0.02	5		150		150	
SIGNAL INPUTS (V _{IS}) and OUTPUTS (V _{OS})												
R _{ON}	Resistance	V _C =V _{DD} R _L = 10KΩ Return to (V _{DD} -V _{SS})/2 V _{IS} = V _{SS} to V _{DD}	5		470	1050		1200		1200	Ω	
			10		180	400		500		500		
			15		125	240		300		300		
Δ _{ON}	Resistance Δ _{RON} (between any 2 of 4 switches)	R _L = 10KΩ, V _C = V _{DD}	5		5						Ω	
			10		10							
			15		15							
TDH	Total Harmonic Distortion	V _C = V _{DD} = 5V, V _{SS} = -5V V _{IS} (p-p) = 5V, R _L = 10KΩ (sine wave centered in 0V) f _{IS} = 1KHz sine wave			0.4						%	
	-3dB Cutoff Frequency (Switch on)	V _C = V _{DD} = 5V, V _{SS} = -5V V _{IS} (p-p) = 5V, R _L = 1KΩ (sine wave centered in 0V)			40						MHz	
	-50dB Feedthrough Frequency (switch off)	V _C = V _{SS} = -5V V _{IS} (p-p) = 5V, R _L = 1KΩ (sine wave centered in 0V)			1						MHz	

HCF4066B

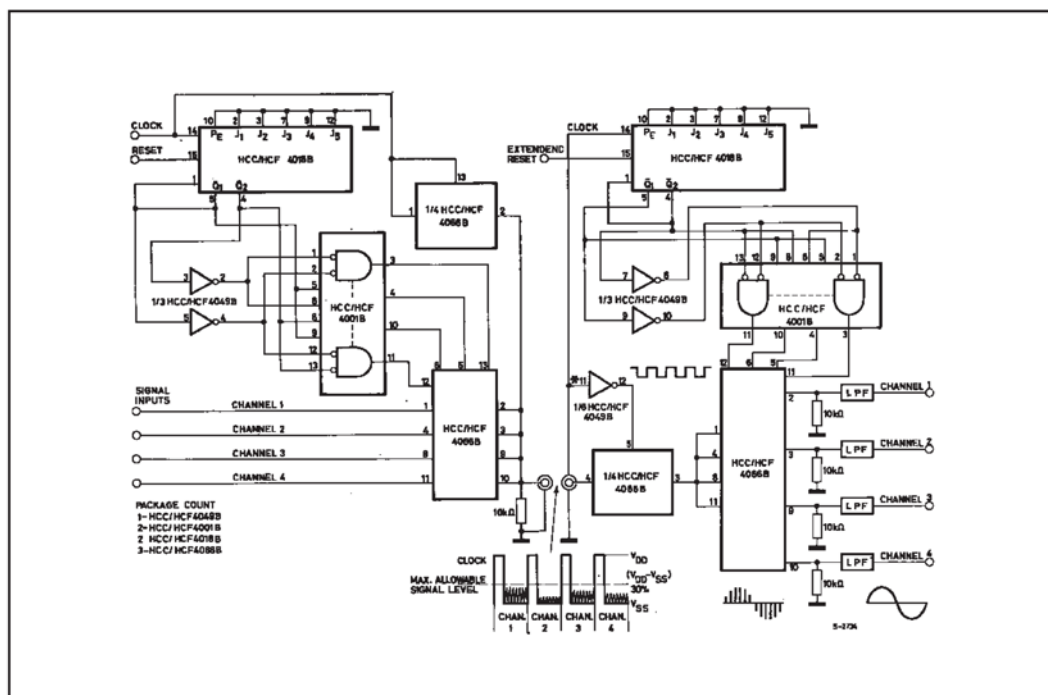
Symbol	Parameter	Test Condition			Value								Unit
			V _I (V)	V _{DD} (V)	T _A = 25°C			-40 to 85°C		-55 to 125°C			
					Min.	Typ.	Max.	Min.	Max.	Min.	Max.		
	-50dB Crosstalk Frequency	V _{C(A)} = V _{DD} = +5V V _{C(B)} = V _{SS} = - 5V V _{IS(A)} = 5V (p-p) 50Ω source, R _L = 1KΩ				8							MHz
t _{pd}	Propagation Delay Time (signal input to output)	R _L = 200KΩ, V _C = V _{DD} V _{SS} = GND, C _L = 50pF V _{IS} = 10V square wave centered on 5V t _r , t _f = 20ns				20	40						ns
						10	20						
						7	15						
C _{IS}	Input Capacitance	V _C = V _{SS} = -5		+5		8						pF	
C _{OS}	Output Capacitance					8							
C _{IOS}	Feedthrough					0.5							
	Input/Output Leakage Current Switch OFF	V _C = 0V V _{IS} = 18V, V _{OS} = 0V V _{IS} = 0V, V _{OS} = 18V		18		±10 ⁻³	±0.1		±1		±1	μA	
CONTROL (V _C)													
V _{ILC}	Control Input Low Voltage	I _{IS} < 10 μA V _{IS} = V _{SS} , V _{OS} = V _{DD} and V _{IS} = V _{DD} , V _{OS} = V _{SS}		5			1		1		1	V	
				10			2		2		2		
				15			2		2		2		
V _{IHC}	Control Input High Voltage			5	3.5			3.5		3.5		V	
				10	7			7		7			
				15	11			11		11			
I _I	Input Leakage Current	V _{IS} ≤ V _{DD} V _{DD} - V _{SS} = 18V		18		±10 ⁻⁵	±0.1		±1		±1	μA	
	Crosstalk (control input to signal output)	V _C = 10V (sq. wave) t _r , t _f = 20ns R _L = 10KΩ		10		50						mV	
	Turn - On Propagation Delay Time	V _{IN} = V _{DD} , t _r , t _f = 20ns C _L = 50pF, R _L = 1KΩ		5		35	70					ns	
				10		20	40						
				15		15	30						
	Control Input Repetition Rate	V _{IS} =V _{DD} , V _{SS} =GND R _L = 1KΩ to GND C _L = 50pF, V _C = 10V sq. wave center on 5V t _r , t _f = 20ns V _{OS} =1/2V _{OS} at 1KHz		5		6						MHz	
				10		9							
				15		9.5							
C _I	Input Capacitance	Any Input				5	7.5					pF	

HCF4066B

TYPICAL APPLICATIONS (BIDIRECTIONAL SIGNAL TRANSMISSION VIA DIGITAL CONTROL LOGIC)

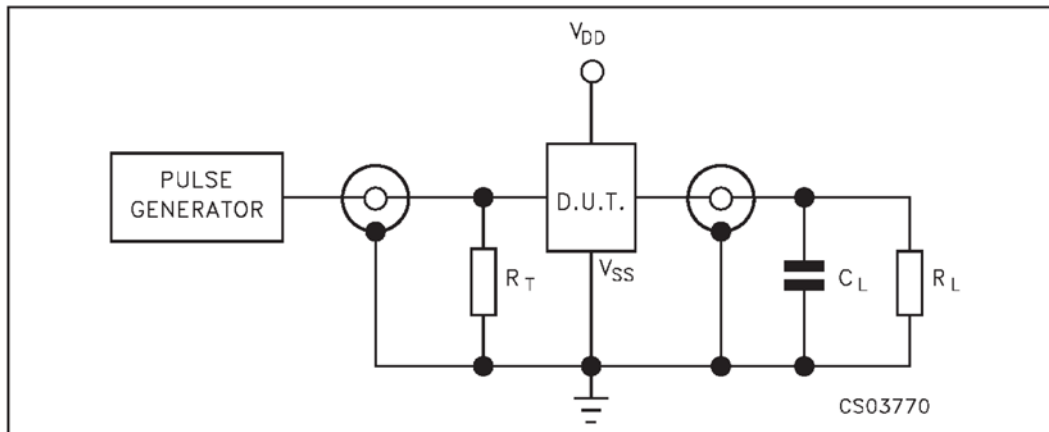


TYPICAL APPLICATIONS (4-CHANNEL PAM MULTIPLEXER SYSTEM DIAGRAM)



HCF4066B

TEST CIRCUIT

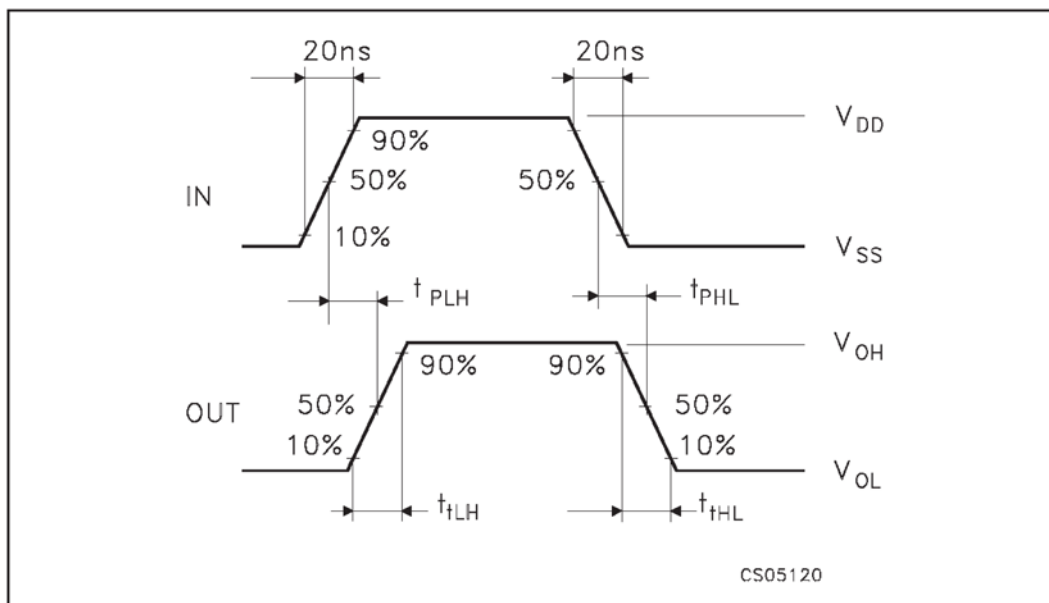


$C_L = 50\text{pF}$ or equivalent (includes jig and probe capacitance)

$R_L = 200\text{K}\Omega$

$R_T = Z_{\text{OUT}}$ of pulse generator (typically 50Ω)

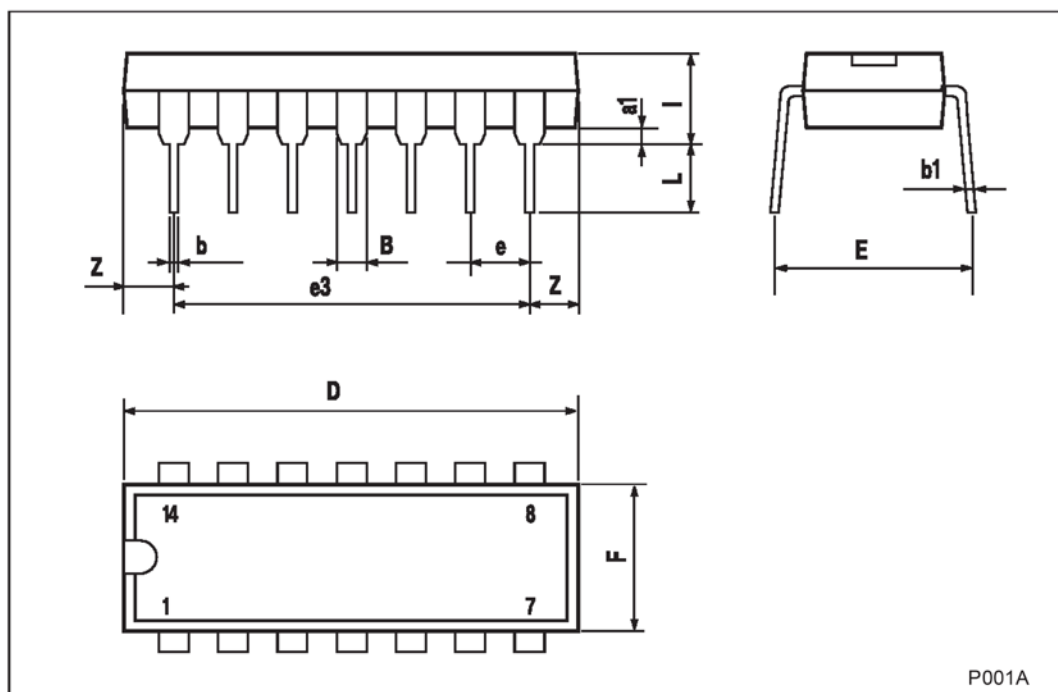
WAVEFORM : PROPAGATION DELAY TIMES ($f=1\text{MHz}$; 50% duty cycle)



HCF4066B

Plastic DIP-14 MECHANICAL DATA

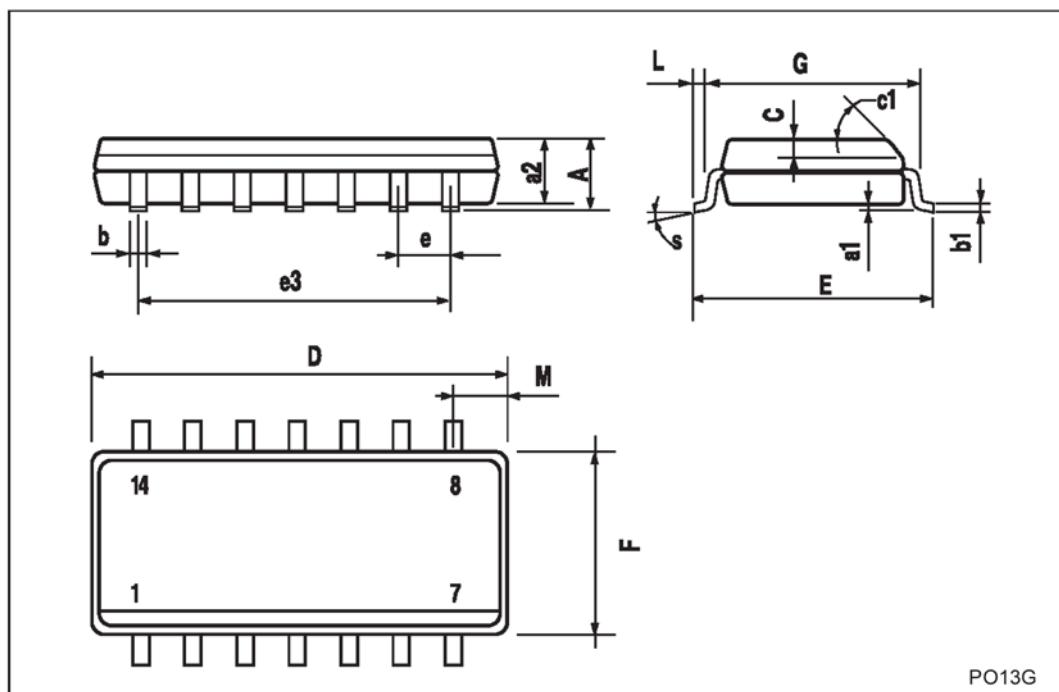
DIM.	mm.			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
a1	0.51			0.020		
B	1.39		1.65	0.055		0.065
b		0.5			0.020	
b1		0.25			0.010	
D			20			0.787
E		8.5			0.335	
e		2.54			0.100	
e3		15.24			0.600	
F			7.1			0.280
I			5.1			0.201
L		3.3			0.130	
Z	1.27		2.54	0.050		0.100



HCF4066B

SO-14 MECHANICAL DATA

DIM.	mm.			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A			1.75			0.068
a1	0.1		0.2	0.003		0.007
a2			1.65			0.064
b	0.35		0.46	0.013		0.018
b1	0.19		0.25	0.007		0.010
C		0.5			0.019	
c1	45° (typ.)					
D	8.55		8.75	0.336		0.344
E	5.8		6.2	0.228		0.244
e		1.27			0.050	
e3		7.62			0.300	
F	3.8		4.0	0.149		0.157
G	4.6		5.3	0.181		0.208
L	0.5		1.27	0.019		0.050
M			0.68			0.026
S	8° (max.)					



PO13G

6.4.3. LMC 662



April 1998

LMC662 CMOS Dual Operational Amplifier

General Description

The LMC662 CMOS Dual operational amplifier is ideal for operation from a single supply. It operates from +5V to +15V and features rail-to-rail output swing in addition to an input common-mode range that includes ground. Performance limitations that have plagued CMOS amplifiers in the past are not a problem with this design. Input V_{OS} , drift, and broadband noise as well as voltage gain into realistic loads (2 k Ω and 600 Ω) are all equal to or better than widely accepted bipolar equivalents.

This chip is built with National's advanced Double-Poly Silicon-Gate CMOS process.

See the LMC660 datasheet for a Quad CMOS operational amplifier with these same features.

Features

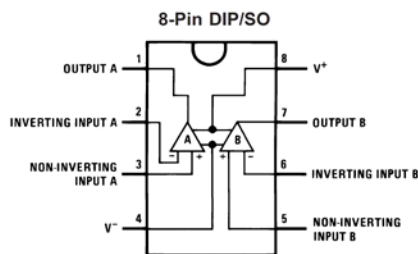
- Rail-to-rail output swing
- Specified for 2 k Ω and 600 Ω loads
- High voltage gain: 126 dB
- Low input offset voltage: 3 mV
- Low offset voltage drift: 1.3 μ V/ $^{\circ}$ C

- Ultra low input bias current: 2 fA
- Input common-mode range includes V^{-}
- Operating range from +5V to +15V supply
- $I_{SS} = 400 \mu$ A/amplifier; independent of V^{+}
- Low distortion: 0.01% at 10 kHz
- Slew rate: 1.1 V/ μ s
- Available in extended temperature range (-40° C to $+125^{\circ}$ C); ideal for automotive applications
- Available to a Standard Military Drawing specification

Applications

- High-impedance buffer or preamplifier
- Precision current-to-voltage converter
- Long-term integrator
- Sample-and-hold circuit
- Peak detector
- Medical instrumentation
- Industrial controls
- Automotive sensors

Connection Diagram



DS009763-1

Ordering Information

Package	Temperature Range				NSC Drawing	Transport Media
	Military	Extended	Industrial	Commercial		
8-Pin Ceramic DIP	LMC662AMJ/883				J08A	Rail
8-Pin Small Outline		LMC662EM	LMC662AIM	LMC662CM	M08A	Rail, Tape and Reel
8-Pin Molded DIP		LMC662EN	LMC662AIN	LMC662CN	N08E	Rail
8-Pin Side Braze Ceramic DIP	LMC662AMD				D08C	Rail

Absolute Maximum Ratings (Note 3)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/ Distributors for availability and specifications.

Differential Input Voltage	±Supply Voltage
Supply Voltage ($V^+ - V^-$)	16V
Output Short Circuit to V^+	(Note 12)
Output Short Circuit to V^-	(Note 1)
Lead Temperature	
(Soldering, 10 sec.)	260°C
Storage Temp. Range	-65°C to +150°C
Voltage at Input/Output Pins	(V^+) +0.3V, (V^-) -0.3V
Current at Output Pin	±18 mA
Current at Input Pin	±5 mA
Current at Power Supply Pin	35 mA
Power Dissipation	(Note 2)
Junction Temperature	150°C

ESD Tolerance (Note 8)

1000V

Operating Ratings (Note 3)

Temperature Range

LMC662AMJ/883,	
LMC662AMD	-55°C ≤ T_J ≤ +125°C
LMC662AI	-40°C ≤ T_J ≤ +85°C
LMC662C	0°C ≤ T_J ≤ +70°C
LMC662E	-40°C ≤ T_J ≤ +125°C

Supply Voltage Range 4.75V to 15.5V

Power Dissipation (Note 10)

Thermal Resistance (θ_{JA}) (Note 11)

8-Pin Ceramic DIP	100°C/W
8-Pin Molded DIP	101°C/W
8-Pin SO	165°C/W
8-Pin Side Brazed Ceramic DIP	100°C/W

DC Electrical Characteristics

Unless otherwise specified, all limits guaranteed for $T_J = 25^\circ\text{C}$. **Boldface** limits apply at the temperature extremes. $V^+ = 5\text{V}$, $V^- = 0\text{V}$, $V_{CM} = 1.5\text{V}$, $V_O = 2.5\text{V}$ and $R_L > 1\text{M}$ unless otherwise specified.

Parameter	Conditions	Typ (Note 4)	LMC662AMJ/883 LMC662AMD	LMC662AI	LMC662C	LMC662E	Units
			Limit (Notes 4, 9)	Limit (Note 4)	Limit (Note 4)	Limit (Note 4)	
Input Offset Voltage		1	3 3.5	3 3.3	6 6.3	6 6.5	mV max
Input Offset Voltage Average Drift		1.3					$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Bias Current		0.002	20 100	4	2	60	pA max
Input Offset Current		0.001	20 100	2	1	60	pA max
Input Resistance		>1					Tera Ω
Common Mode Rejection Ratio	$0\text{V} \leq V_{CM} \leq 12.0\text{V}$ $V^+ = 15\text{V}$	83	70 68	70 68	63 62	63 60	dB min
Positive Power Supply Rejection Ratio	$5\text{V} \leq V^+ \leq 15\text{V}$ $V_O = 2.5\text{V}$	83	70 68	70 68	63 62	63 60	dB min
Negative Power Supply Rejection Ratio	$0\text{V} \leq V^- \leq -10\text{V}$	94	84 82	84 83	74 73	74 70	dB min
Input Common-Mode Voltage Range	$V^+ = 5\text{V} \text{ \& } 15\text{V}$ For CMRR ≥ 50 dB	-0.4	-0.1 0	-0.1 0	-0.1 0	-0.1 0	V max
		$V^+ - 1.9$	$V^+ - 2.3$ $V^+ - 2.6$	$V^+ - 2.3$ $V^+ - 2.5$	$V^+ - 2.3$ $V^+ - 2.4$	$V^+ - 2.3$ $V^+ - 2.6$	V min
Large Signal Voltage Gain	$R_L = 2\text{ k}\Omega$ (Note 5) Sourcing Sinking	2000	400 300	440 400	300 200	200 100	V/mV min
		500	180 70	180 120	90 80	90 40	V/mV min
	$R_L = 600\Omega$ (Note 5) Sourcing Sinking	1000	200 150	220 200	150 100	100 75	V/mV min
		250	100 35	100 60	50 40	50 20	V/mV min

DC Electrical Characteristics (Continued)							
Unless otherwise specified, all limits guaranteed for $T_J = 25^\circ\text{C}$. Boldface limits apply at the temperature extremes. $V^+ = 5\text{V}$, $V^- = 0\text{V}$, $V_{CM} = 1.5\text{V}$, $V_O = 2.5\text{V}$ and $R_L > 1\text{M}$ unless otherwise specified.							
Parameter	Conditions	Typ (Note 4)	LMC662AMJ/883 LMC662AMD	LMC662AI	LMC662C	LMC662E	Units
			Limit (Notes 4, 9)	Limit (Note 4)	Limit (Note 4)	Limit (Note 4)	
Output Swing	$V^+ = 5\text{V}$ $R_L = 2\text{ k}\Omega$ to $V^+/2$	4.87	4.82 4.77	4.82 4.79	4.78 4.76	4.78 4.70	V min
		0.10	0.15 0.19	0.15 0.17	0.19 0.21	0.19 0.25	V max
	$V^+ = 5\text{V}$ $R_L = 600\Omega$ to $V^+/2$	4.61	4.41 4.24	4.41 4.31	4.27 4.21	4.27 4.10	V min
		0.30	0.50 0.63	0.50 0.56	0.63 0.69	0.63 0.75	V max
	$V^+ = 15\text{V}$ $R_L = 2\text{ k}\Omega$ to $V^+/2$	14.63	14.50 14.40	14.50 14.44	14.37 14.32	14.37 14.25	V min
		0.26	0.35 0.43	0.35 0.40	0.44 0.48	0.44 0.55	V max
	$V^+ = 15\text{V}$ $R_L = 600\Omega$ to $V^+/2$	13.90	13.35 13.02	13.35 13.15	12.92 12.76	12.92 12.60	V min
		0.79	1.16 1.42	1.16 1.32	1.45 1.58	1.45 1.75	V max
Output Current $V^+ = 5\text{V}$	Sourcing, $V_O = 0\text{V}$	22	16 12	16 14	13 11	13 9	mA min
	Sinking, $V_O = 5\text{V}$	21	16 12	16 14	13 11	13 9	mA min
	Sourcing, $V_O = 0\text{V}$	40	19 19	28 25	23 21	23 15	mA min
		39	19 19	28 24	23 20	23 15	mA min
Output Current $V^+ = 15\text{V}$	Sinking, $V_O = 13\text{V}$ (Note 12)						
Supply Current	Both Amplifiers $V_O = 1.5\text{V}$	0.75	1.3 1.8	1.3 1.5	1.6 1.8	1.6 1.9	mA max

AC Electrical Characteristics							
Unless otherwise specified, all limits guaranteed for $T_J = 25^\circ\text{C}$. Boldface limits apply at the temperature extremes. $V^+ = 5\text{V}$, $V^- = 0\text{V}$, $V_{CM} = 1.5\text{V}$, $V_O = 2.5\text{V}$ and $R_L > 1\text{M}$ unless otherwise specified.							
Parameter	Conditions	Typ (Note 4)	LMC662AMJ/883 LMC662AMD	LMC662AI	LMC662C	LMC662E	Units
			Limit (Notes 4, 9)	Limit (Note 4)	Limit (Note 4)	Limit (Note 4)	
Slew Rate	(Note 6)	1.1	0.8 0.5	0.8 0.6	0.8 0.7	0.8 0.4	V/ μs min
Gain-Bandwidth Product		1.4					MHz
Phase Margin		50					Deg
Gain Margin		17					dB
Amp-to-Amp Isolation	(Note 7)	130					dB
Input-Referred Voltage Noise	$F = 1\text{ kHz}$	22					nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Input-Referred Current Noise	$F = 1\text{ kHz}$	0.0002					pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Total Harmonic Distortion	$F = 10\text{ kHz}$, $A_V = -10$ $R_L = 2\text{ k}\Omega$, $V_O = 8\text{ V}_{PP}$ $V^+ = 15\text{V}$	0.01					%

AC Electrical Characteristics (Continued)

Note 1: Applies to both single-supply and split-supply operation. Continuous short circuit operation at elevated ambient temperature and/or multiple Op Amp shorts can result in exceeding the maximum allowed junction temperature of 150°C. Output currents in excess of ±30 mA over long term may adversely affect reliability.

Note 2: The maximum power dissipation is a function of $T_{J(max)}$, θ_{JA} , and T_A . The maximum allowable power dissipation at any ambient temperature is $P_D = (T_{J(max)} - T_A) / \theta_{JA}$.

Note 3: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is intended to be functional, but do not guarantee specific performance limits. For guaranteed specifications and test conditions, see the Electrical Characteristics. The guaranteed specifications apply only for the test conditions listed.

Note 4: Typical values represent the most likely parametric norm. Limits are guaranteed by testing or correlation.

Note 5: $V^+ = 15V$, $V_{CM} = 7.5V$ and R_L connected to 7.5V. For Sourcing tests, $7.5V \leq V_O \leq 11.5V$. For Sinking tests, $2.5V \leq V_O \leq 7.5V$.

Note 6: $V^+ = 15V$. Connected as Voltage Follower with 10V step input. Number specified is the slower of the positive and negative slew rates.

Note 7: Input referred. $V^+ = 15V$ and $R_L = 10 k\Omega$ connected to $V^+/2$. Each amp excited in turn with 1 kHz to produce $V_O = 13 V_{pp}$.

Note 8: Human body model, 1.5 k Ω in series with 100 pF.

Note 9: A military RETS electrical test specification is available on request. At the time of printing, the LMC662AMJ/883 RETS spec complied fully with the **boldface** limits in this column. The LMC662AMJ/883 may also be procured to a Standard Military Drawing specification.

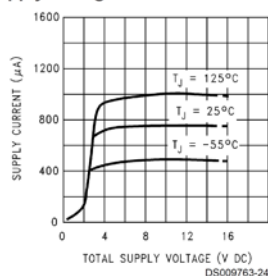
Note 10: For operating at elevated temperatures the device must be derated based on the thermal resistance θ_{JA} with $P_D = (T_J - T_A) / \theta_{JA}$.

Note 11: All numbers apply for packages soldered directly into a PC board.

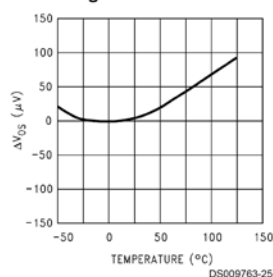
Note 12: Do not connect output to V^+ when V^+ is greater than 13V or reliability may be adversely affected.

Typical Performance Characteristics $V_S = \pm 7.5V$, $T_A = 25^\circ C$ unless otherwise specified

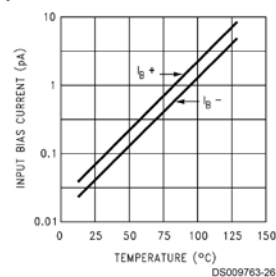
**Supply Current vs
Supply Voltage**



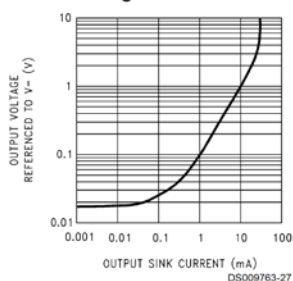
Offset Voltage



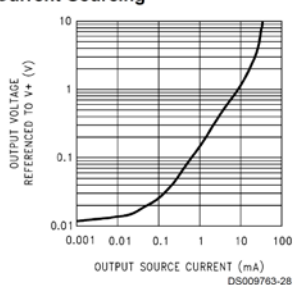
Input Bias Current



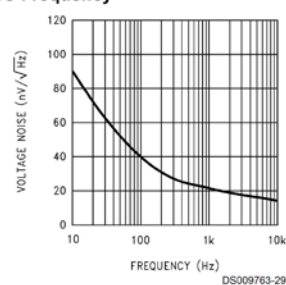
**Output Characteristics
Current Sinking**



**Output Characteristics
Current Sourcing**

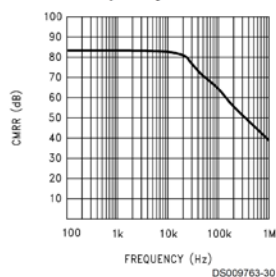


**Input Voltage Noise
vs Frequency**

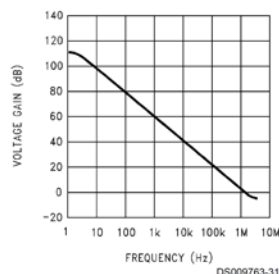


Typical Performance Characteristics $V_S = \pm 7.5V$, $T_A = 25^\circ C$ unless otherwise specified (Continued)

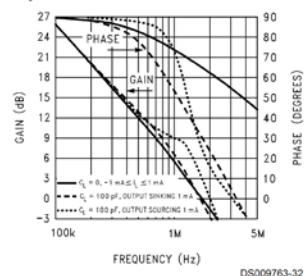
CMRR vs Frequency



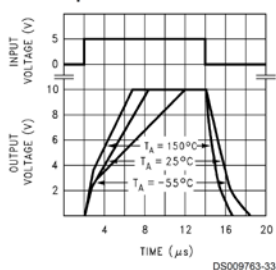
Open-Loop Frequency Response



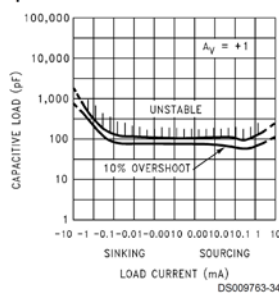
Frequency Response vs Capacitive Load



Non-Inverting Large Signal Pulse Response

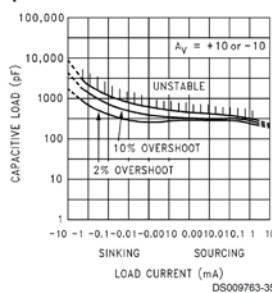


Stability vs Capacitive Load



Note: Avoid resistive loads of less than 500Ω, as they may cause instability.

Stability vs Capacitive Load



Note: Avoid resistive loads of less than 500Ω, as they may cause instability.

Application Hints

AMPLIFIER TOPOLOGY

The topology chosen for the LMC662, shown in Figure 1, is unconventional (compared to general-purpose op amps) in that the traditional unity-gain buffer output stage is not used; instead, the output is taken directly from the output of the integrator, to allow rail-to-rail output swing. Since the buffer traditionally delivers the power to the load, while maintaining high op amp gain and stability, and must withstand shorts to either rail, these tasks now fall to the integrator.

As a result of these demands, the integrator is a compound affair with an embedded gain stage that is doubly fed forward (via C_f and C_H) by a dedicated unity-gain compensation driver. In addition, the output portion of the integrator is a push-pull configuration for delivering heavy loads. While sinking current the whole amplifier path consists of three gain stages with one stage fed forward, whereas while sourcing the path contains four gain stages with two fed forward.

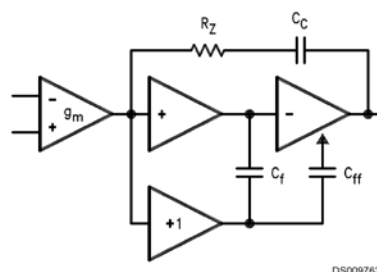


FIGURE 1. LMC662 Circuit Topology (Each Amplifier)

The large signal voltage gain while sourcing is comparable to traditional bipolar op amps, even with a 600Ω load. The gain while sinking is higher than most CMOS op amps, due to the additional gain stage; however, under heavy load (600Ω) the gain will be reduced as indicated in the Electrical Characteristics.

Application Hints (Continued)

COMPENSATING INPUT CAPACITANCE

The high input resistance of the LMC662 op amps allows the use of large feedback and source resistor values without losing gain accuracy due to loading. However, the circuit will be especially sensitive to its layout when these large-value resistors are used.

Every amplifier has some capacitance between each input and AC ground, and also some differential capacitance between the inputs. When the feedback network around an amplifier is resistive, this input capacitance (along with any additional capacitance due to circuit board traces, the socket, etc.) and the feedback resistors create a pole in the feedback path. In the following General Operational Amplifier Circuit, *Figure 2*, the frequency of this pole is

$$f_p = \frac{1}{2\pi C_S R_P}$$

where C_S is the total capacitance at the inverting input, including amplifier input capacitance and any stray capacitance from the IC socket (if one is used), circuit board traces, etc., and R_P is the parallel combination of R_F and R_{IN} . This formula, as well as all formulae derived below, apply to inverting and non-inverting op-amp configurations.

When the feedback resistors are smaller than a few k Ω , the frequency of the feedback pole will be quite high, since C_S is generally less than 10 pF. If the frequency of the feedback pole is much higher than the "ideal" closed-loop bandwidth (the nominal closed-loop bandwidth in the absence of C_S), the pole will have a negligible effect on stability, as it will add only a small amount of phase shift.

However, if the feedback pole is less than approximately 6 to 10 times the "ideal" -3 dB frequency, a feedback capacitor, C_F , should be connected between the output and the inverting input of the op amp. This condition can also be stated in terms of the amplifier's low-frequency noise gain: To maintain stability, a feedback capacitor will probably be needed if

$$\left(\frac{R_F}{R_{IN}} + 1 \right) \leq \sqrt{6 \times 2\pi \times \text{GBW} \times R_F \times C_S}$$

where

$$\left(\frac{R_F}{R_{IN}} + 1 \right)$$

is the amplifier's low-frequency noise gain and GBW is the amplifier's gain bandwidth product. An amplifier's low-frequency noise gain is represented by the formula

$$\left(\frac{R_F}{R_{IN}} + 1 \right)$$

regardless of whether the amplifier is being used in an inverting or non-inverting mode. Note that a feedback capacitor is more likely to be needed when the noise gain is low and/or the feedback resistor is large.

If the above condition is met (indicating a feedback capacitor will probably be needed), and the noise gain is large enough that:

$$\left(\frac{R_F}{R_{IN}} + 1 \right) \geq 2\sqrt{\text{GBW} \times R_F \times C_S},$$

the following value of feedback capacitor is recommended:

$$C_F = \frac{C_S}{2 \left(\frac{R_F}{R_{IN}} + 1 \right)}$$

If

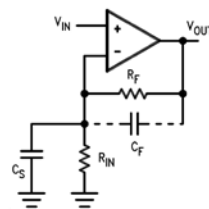
$$\left(\frac{R_F}{R_{IN}} + 1 \right) < 2\sqrt{\text{GBW} \times R_F \times C_S},$$

the feedback capacitor should be:

$$C_F = \sqrt{\frac{C_S}{\text{GBW} \times R_F}}$$

Note that these capacitor values are usually significantly smaller than those given by the older, more conservative formula:

$$C_F = \frac{C_S R_{IN}}{R_F}$$



DS009763-6

C_S consists of the amplifier's input capacitance plus any stray capacitance from the circuit board and socket. C_F compensates for the pole caused by C_S and the feedback resistor.

FIGURE 2. General Operational Amplifier Circuit

Using the smaller capacitors will give much higher bandwidth with little degradation of transient response. It may be necessary in any of the above cases to use a somewhat larger feedback capacitor to allow for unexpected stray capacitance, or to tolerate additional phase shifts in the loop, or excessive capacitive load, or to decrease the noise or bandwidth, or simply because the particular circuit implementation needs more feedback capacitance to be sufficiently stable. For example, a printed circuit board's stray capacitance may be larger or smaller than the breadboard's, so the actual optimum value for C_F may be different from the one estimated using the breadboard. In most cases, the value of C_F should be checked on the actual circuit, starting with the computed value.

CAPACITIVE LOAD TOLERANCE

Like many other op amps, the LMC662 may oscillate when its applied load appears capacitive. The threshold of oscillation varies both with load and circuit gain. The configuration most sensitive to oscillation is a unity-gain follower. See the Typical Performance Characteristics.

The load capacitance interacts with the op amp's output resistance to create an additional pole. If this pole frequency is sufficiently low, it will degrade the op amp's phase margin so that the amplifier is no longer stable at low gains. As shown in *Figure 3*, the addition of a small resistor (50 Ω to 100 Ω) in series with the op amp's output, and a capacitor (5 pF to 10 pF) from inverting input to output pins, returns the phase

Application Hints (Continued)

margin to a safe value without interfering with lower-frequency circuit operation. Thus, larger values of capacitance can be tolerated without oscillation. Note that in all cases, the output will ring heavily when the load capacitance is near the threshold for oscillation.

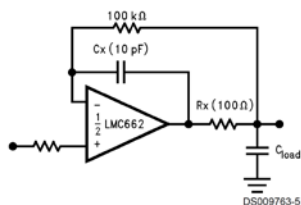


FIGURE 3. Rx, Cx Improve Capacitive Load Tolerance

Capacitive load driving capability is enhanced by using a pull up resistor to V^+ Figure 4. Typically a pull up resistor conducting 500 μ A or more will significantly improve capacitive load responses. The value of the pull up resistor must be determined based on the current sinking capability of the amplifier with respect to the desired output swing. Open loop gain of the amplifier can also be affected by the pull up resistor (see Electrical Characteristics).

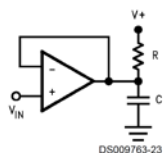


FIGURE 4. Compensating for Large Capacitive Loads with a Pull Up Resistor

PRINTED-CIRCUIT-BOARD LAYOUT FOR HIGH-IMPEDANCE WORK

It is generally recognized that any circuit which must operate with less than 1000 pA of leakage current requires special layout of the PC board. When one wishes to take advantage of the ultra-low bias current of the LMC662, typically less than 0.04 pA, it is essential to have an excellent layout. Fortunately, the techniques for obtaining low leakages are quite simple. First, the user must not ignore the surface leakage of the PC board, even though it may sometimes appear acceptably low, because under conditions of high humidity or dust or contamination, the surface leakage will be appreciable.

To minimize the effect of any surface leakage, lay out a ring of foil completely surrounding the LMC662's inputs and the terminals of capacitors, diodes, conductors, resistors, relay terminals, etc. connected to the op-amp's inputs. See Figure 5. To have a significant effect, guard rings should be placed on both the top and bottom of the PC board. This PC foil must then be connected to a voltage which is at the same voltage as the amplifier inputs, since no leakage current can flow between two points at the same potential. For example, a PC board trace-to-pad resistance of $10^{12}\Omega$, which is normally considered a very large resistance, could leak 5 pA if the trace were a 5V bus adjacent to the pad of an input. This would cause a 100 times degradation from the LMC662's actual performance. However, if a guard ring is held within 5 mV of the inputs, then even a resistance of $10^{11}\Omega$ would cause only 0.05 pA of leakage current, or perhaps a minor (2:1) degradation of the amplifier's performance. See Fig-

ures 6, 7, 8 for typical connections of guard rings for standard op-amp configurations. If both inputs are active and at high impedance, the guard can be tied to ground and still provide some protection; see Figure 9.

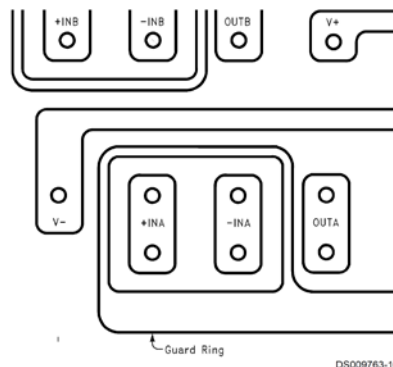


FIGURE 5. Example, using the LMC660, of Guard Ring in P.C. Board Layout

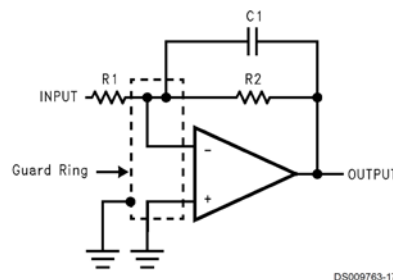


FIGURE 6. Guard Ring Connections: Inverting Amplifier

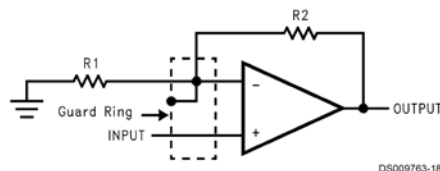


FIGURE 7. Guard Ring Connections: Non-Inverting Amplifier

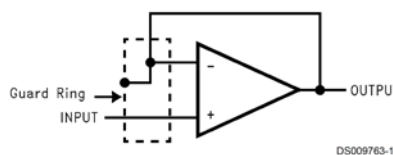


FIGURE 8. Guard Ring Connections: Follower

Application Hints (Continued)

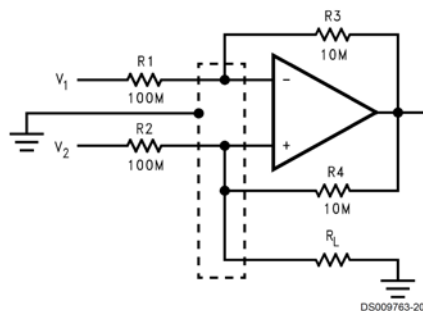
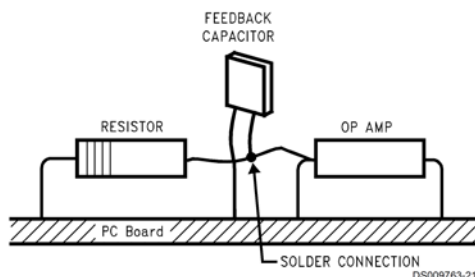


FIGURE 9. Guard Ring Connections: Howland Current Pump

The designer should be aware that when it is inappropriate to lay out a PC board for the sake of just a few circuits, there is another technique which is even better than a guard ring on a PC board: Don't insert the amplifier's input pin into the board at all, but bend it up in the air and use only air as an insulator. Air is an excellent insulator. In this case you may have to forego some of the advantages of PC board construction, but the advantages are sometimes well worth the effort of using point-to-point up-in-the-air wiring. See Figure 10.



(Input pins are lifted out of PC board and soldered directly to components. All other pins connected to PC board.)

FIGURE 10. Air Wiring

BIAS CURRENT TESTING

The test method of Figure 11 is appropriate for bench-testing bias current with reasonable accuracy. To understand its operation, first close switch S2 momentarily. When S2 is opened, then

$$I_{b-} = \frac{dV_{OUT}}{dt} \times C2.$$

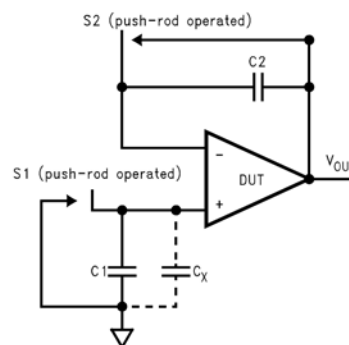


FIGURE 11. Simple Input Bias Current Test Circuit

A suitable capacitor for C2 would be a 5 pF or 10 pF silver mica, NPO ceramic, or air-dielectric. When determining the magnitude of I_{b-} , the leakage of the capacitor and socket must be taken into account. Switch S2 should be left shorted most of the time, or else the dielectric absorption of the capacitor C2 could cause errors.

Similarly, if S1 is shorted momentarily (while leaving S2 shorted)

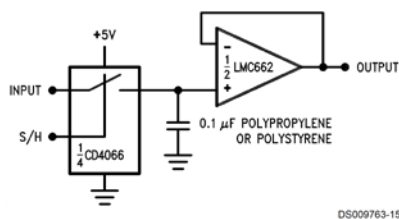
$$I_{b+} = \frac{dV_{OUT}}{dt} \times (C1 + C_x)$$

where C_x is the stray capacitance at the + input.

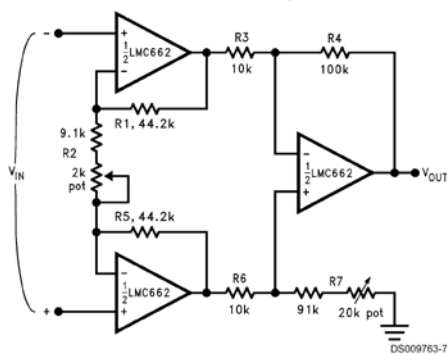
Typical Single-Supply Applications $(V^+ = 5.0 V_{DC})$

Additional single-supply applications ideas can be found in the LM358 datasheet. The LMC662 is pin-for-pin compatible with the LM358 and offers greater bandwidth and input resistance over the LM358. These features will improve the performance of many existing single-supply applications. Note, however, that the supply voltage range of the LMC662 is smaller than that of the LM358.

Low-Leakage Sample-and-Hold



Instrumentation Amplifier



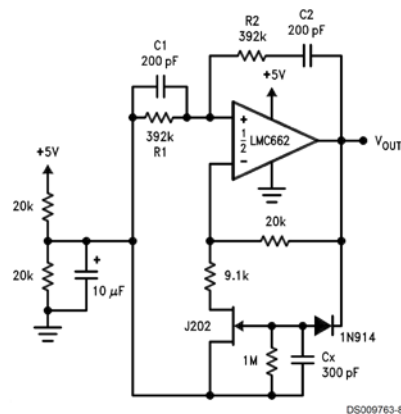
If $R_1 = R_5$, $R_3 = R_6$, and $R_4 = R_7$; then

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{R_2 + 2R_1}{R_2} \times \frac{R_4}{R_3}$$

$\therefore A_V \approx 100$ for circuit shown.

For good CMRR over temperature, low drift resistors should be used. Matching of R_3 to R_6 and R_4 to R_7 affects CMRR. Gain may be adjusted through R_2 . CMRR may be adjusted through R_7 .

Sine-Wave Oscillator

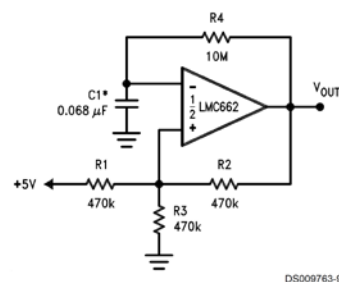


Oscillator frequency is determined by R_1 , R_2 , C_1 , and C_2 :
 $f_{OSC} = 1/2\pi RC$

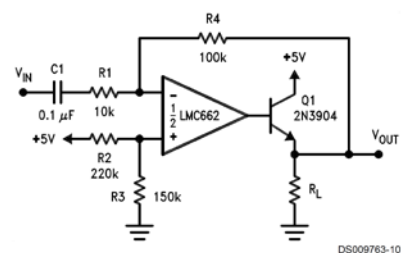
where $R = R_1 = R_2$ and $C = C_1 = C_2$.

This circuit, as shown, oscillates at 2.0 kHz with a peak-to-peak output swing of 4.5V

1 Hz Square-Wave Oscillator

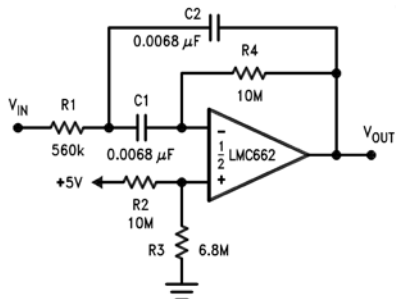


Power Amplifier



Typical Single-Supply Applications ($V^+ = 5.0 V_{DC}$) (Continued)

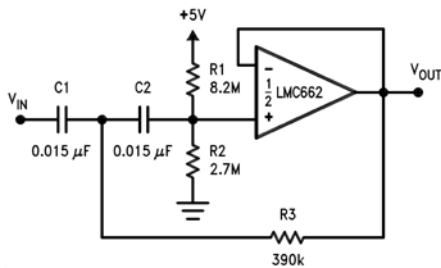
10 Hz Bandpass Filter



$f_0 = 10 \text{ Hz}$
 $Q = 2.1$
Gain = -8.8

DS009763-11

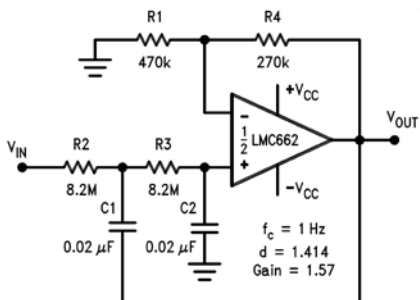
10 Hz High-Pass Filter



$f_c = 10 \text{ Hz}$
 $d = 0.895$
Gain = 1
2 dB passband ripple

DS009763-12

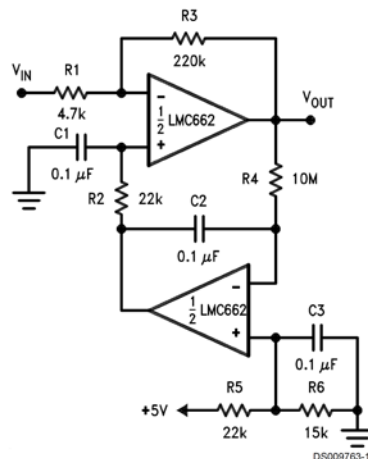
1 Hz Low-Pass Filter
(Maximally Flat, Dual Supply Only)



$f_c = 1 \text{ Hz}$
 $d = 1.414$
Gain = 1.57

DS009763-13

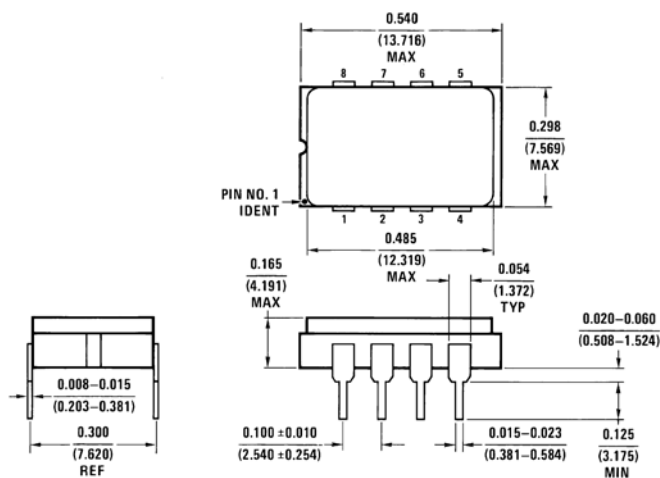
High Gain Amplifier with
Offset Voltage Reduction



Gain = -46.8
Output offset voltage reduced to the level of the input offset voltage of the bottom amplifier (typically 1 mV).

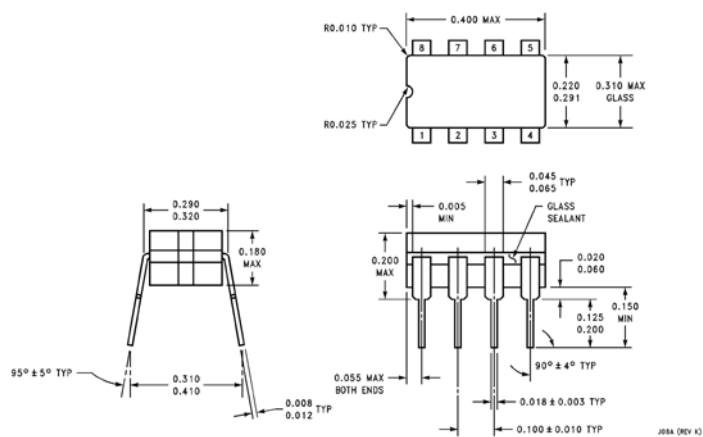
DS009763-14

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted



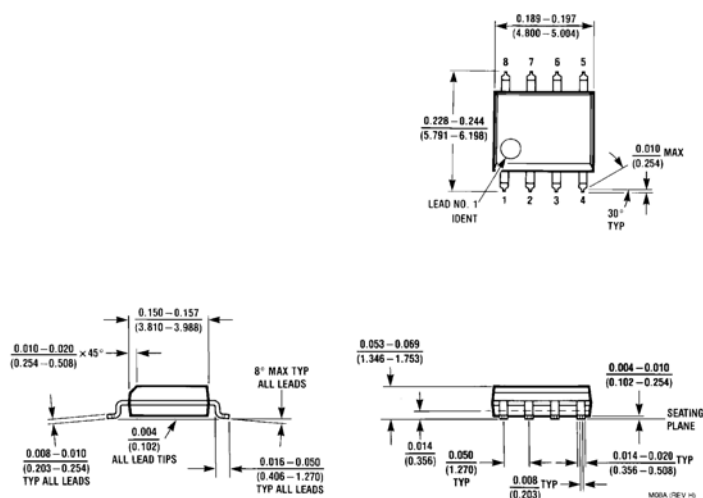
D08C (REV C)

Hermatic Dual-In-Line Pkg. (D)
Order Number LMC662AMD
NS Package Number D08C

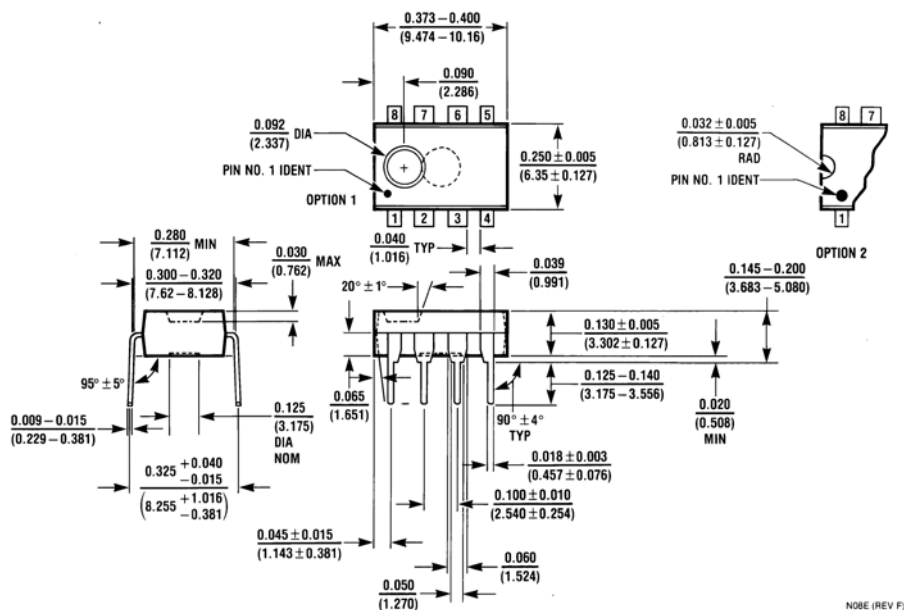


J08A (REV K)

Ceramic Dual-In-Line Pkg. (J)
Order Number LMC662AMJ/883
NS Package Number J08A

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)

Small Outline Dual-In-Line Pkg. (M)
Order Number LMC662AIM, LMC662CM or LMC662EM
NS Package Number M08A



Molded Dual-In-Line Pkg. (N)
Order Number LMC662AIN, LMC662CN or LMC662EN
NS Package Number N08E